



UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE
CENTRO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E INFORMÁTICA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

ESTÁGIO SUPERVISIONADO

ALUNA: Georgina Karla Maciel de Freitas. MATRICULA: 20011209

PROFESSOR: Raimundo Carlos Silvério Freire.

PERÍODO: de 04 de Setembro a 10 de Novembro.

CARGA HORÁRIA: 140 horas.

LOCAL DE REALIZAÇÃO: Laboratório de Instrumentação e Metrologia Científica
(LIMC)

- Campina Grande -

Novembro, 2005



Biblioteca Setorial do CDSA. Fevereiro de 2021.

Sumé - PB

INDICE

Agradecimentos	03
Apresentação	04
1-Introdução	05
2-Convertedores Sigma-Delta	06
2.1-Amostragem e Quantização	05
2.2-Análise de Desempenho	09
2.3-Modulação Sigma-Delta	13
2.4-Dizimadores	16
3-Conclusão	20
4- Referências Bibliográficas	21

AGRADECIMENTOS

Em primeiro lugar, gostaria de agradecer a Deus por ter me dado a oportunidade de estar aqui hoje. Em segundo lugar, gostaria de agradecer aos meus pais e a minha irmã que sempre me deram apoio em tudo que eu fiz em minha vida .

Também gostaria de agradecer a uma amiga que me ajudou muito a crescer e a amadurecer, minha amiga quase irmã Belinha. Isabela obrigada pelo apoio que você me deu nos momentos difíceis, pela companhia nos momentos de alegria e confraternização pelas minhas vitórias, pelas broncas que foram necessárias para contribuir para o meu crescimento. Gostaria também de agradecer a minhas amigas, que estão ao meu lado desde os primeiros dias de curso: Rebeca, Chris, Djane, Clarissa e Roberta. Estávamos sempre juntas em momentos nestes últimos anos. Agradeço a meus amigos de curso , amigos do cantinho, agradeço a todos que de alguma forma contribuíram para meu crescimento.

Agradeço também ao Professor Freire pela orientação e incentivo durante a execução este trabalho. E também agradeço a Adail e Rosilda pelo apoio que elas nos deram durante todo curso.

APRESENTAÇÃO

Apresentam-se neste relatório as atividades, desenvolvimento e conclusões do Estágio Supervisionado, realizado pela aluna Georgina Karla Maciel de Freitas, durante o período de 04 de Setembro a 11 de Novembro de 2005, no Laboratório de Instrumentação e Metrologia Científica (LIMC), orientado pelo Professor Raimundo Carlos Silvério Freire.

Durante o estágio foi realizado um estudo do funcionamento de um Conversor Sigma Delta de primeira ordem de um bit. O conversor foi simulado no Simulink com o objetivo de verificar o seu funcionamento.

1- INTRODUÇÃO

Atualmente, a utilização de sinais no domínio digital tornou-se muito freqüente, mas os sinais provindos do mundo real são sinais do tipo analógico. Isto se deve ao fato do processamento e armazenamento de sinais digitais apresentarem algumas vantagens com relação aos sinais analógicos, dentre elas pode-se destacar a facilidade de armazenamento e a alta relação sinal ruído no processamento dos sinais.

A conversão de um sinal analógico para digital, ou vice-versa, é realizada pelos conversores A/D ou D/A, que são circuitos eletrônicos que se apresentam sob diversas topologias, cada qual com suas vantagens e limitações. Dentre as características que diferenciam estes conversores entre si destacam-se a resolução e a faixa de freqüências com que são capazes de trabalhar.

A idéia de converter sinais em PCM (Modulação por Pulso Codificada) ou DPCM (Modulação por Pulso Codificada e Diferencial) amostrados à taxa de Nyquist, já havia sido proposta em 1960. No caso destas conversões, era necessário utilizar filtragens digitais mais efetivas para prevenir os ruídos de modulação em alta freqüência. Este foi o nascimento do uso dos métodos de sobre-amostragem para conversões D/A ou A/D. Mais tarde, em 1962, surgiu a modulação Sigma-Delta, que é um modulador Delta associado a um integrador.

No presente trabalho, foi feito um estudo abordando com mais ênfase o modulador Sigma-Delta do que os filtros digitais utilizados como dizimadores nos sistema.

2 – CONVERSORES SIGMA-DELTA

2 . 1- Amostragem e Quantização

A quantização da amplitude e a amostragem no tempo são à base de todas as modulações digitais.[2]

O processo de amostragem de um sinal analógico $x(t)$ pode ser descrito pela Equação 1.[1]

$$x[n] = x(nT_s) \quad (1)$$

onde T_s é o período de amostragem e $x[n]$ é o sinal amostrado no instante n .

O efeito da amostragem, no domínio da freqüência, é de criar versões periodicamente repetidas do espectro do sinal amostrado , centradas em freqüências múltiplas da freqüência de amostragem $f_s = 1/T_s$. O efeito da amostragem no domínio da freqüência é descrito pela Equação 2 e mostrado na Figura 1.

$$X_s(f) = \frac{1}{T_s} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X(f - kf_s) \quad (2)$$

onde $X_s(f)$ representa o espectro do sinal amostrado.

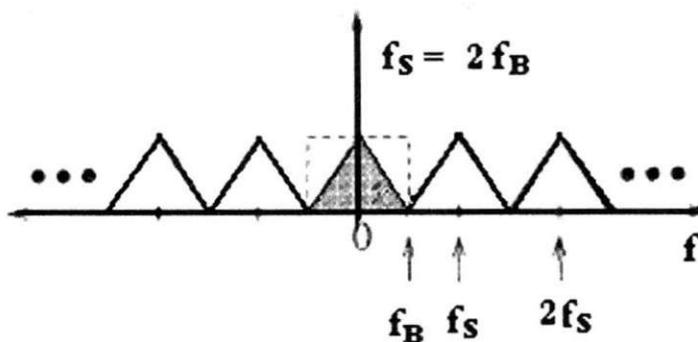


Figura 1-Representação no Domínio da Freqüência de um sinal amostrado

Pode-se observar, a partir da Figura 1, que se a largura da faixa espectral f_B do sinal amostrado for maior que a metade da frequência de amostragem f_s , ocorre uma invasão (aliasing) do conteúdo espectral entre duas repetições adjacentes. Logo, uma vez que a frequência de amostragem f_s seja duas vezes maior do que a banda do sinal, $f_s \geq 2f_B$, a ser amostrado não haverá invasão do conteúdo espectral sendo, portanto, possível a reconstrução do sinal a partir de suas amostras. A reconstrução do sinal será feita com a filtragem do sinal amostrado por um filtro passa-baixas ideal com largura de banda igual à banda do sinal, é claro ver que o filtro deve ter uma faixa de corte muito estreita. O caso onde a frequência de amostragem $f_s = 2f_B$ é conhecida como taxa de amostragem de Nyquist para um sinal $x(t)$. [2]

O processo de amostragem é uma operação reversível, uma vez que nenhuma informação é perdida e o sinal pode ser perfeitamente reconstruído.

A quantização na amplitude de um sinal é um processo, não reversível, uma vez que mapeia um número infinito de valores de entrada num número finito de valores de saída. Estas saídas são representadas normalmente como palavra digital com número finito de bits. Um quantizador com Q níveis de saída é usualmente caracterizado como tendo N bits de resolução, onde $N = \log_2(Q)$. Assim, Q deve ser escolhido como sendo uma potência de 2, para que N seja um número inteiro. Se V é a amplitude máxima do sinal de saída, somente os valores de entrada separados no mínimo de $\Delta = 2V/(Q-1)$ podem ser distinguidos de dois níveis diferentes, a Figura 2 ilustra o caso.

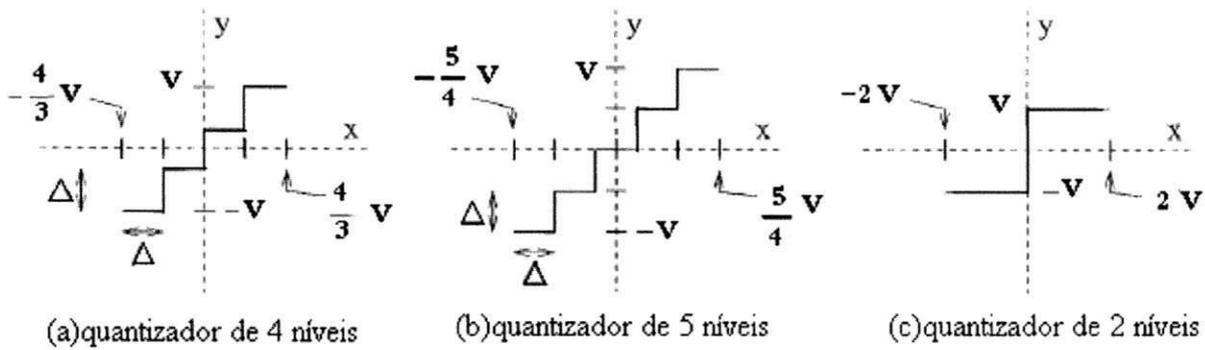


Figura 2- Características de transferência de Conversores A/D ou Quantizadores

O processo de quantização é não linear, o que dificulta a sua análise. Além disso, o erro introduzido no processo depende da diferença entre a amplitude de entrada e o nível referido na saída. Este erro é responsável pela introdução do ruído no sinal, e o desempenho de um conversor A/D é mensurado justamente pela quantidade de ruído introduzido na quantização. É óbvio que quanto maior for o número de níveis de quantização, melhor será o desempenho do conversor.

2.2 - Análise de Desempenho

Um dos aspectos mais importantes na análise de desempenho de um conversor A/D é o comportamento do erro de quantização ($e[n]$), que é a diferença entre o sinal de saída e o sinal de entrada, que é mostrado pela Equação 3.[1]

$$e[n] = y[n] - x[n] \quad (3)$$

Como $e[n]$ é resultante de um processo genuinamente não linear, para facilitar a análise algumas aproximações são adotadas a respeito do seu comportamento estatístico e da sua dependência com relação ao sinal de entrada.

- $e[n]$ é não correlacionado com o sinal de saída e o sinal de entrada $x[n]$.
- $e[n]$ é uma seqüência amostrada de um processo estocástico estacionário.
- $e[n]$ é uma seqüência independente e identicamente distribuída (i.i.d.).

- $e[n]$ tem distribuição uniforme no intervalo $[-\Delta/2, \Delta/2]$.
- $x[n]$ é também um processo estocástico i.i.d., uniformemente distribuído no intervalo $[-V, V]$ e de média aproximadamente zero.

Estas aproximações simplificam bastante a análise do sistema, uma vez que substituem uma não linearidade determinística por um sistema linear estocástico, permitindo o uso de técnicas de análise de sistemas lineares.

Embora sejam largamente adotadas sobre a conversão A/D, estas suposições sofrem sérias limitações. A principal limitação das aproximações refere-se ao fato do erro $e[n]$ ser de fato uma função determinística da entrada, não podendo, pois, ser estatisticamente independente desta.

No caso de todas as aproximações serem levadas em consideração, a variância ou a potência de $e[n]$ é definida pela Equação 4 para o caso do quantizador de $Q = 2^N$ níveis :

$$\sigma_e^2 \cong \frac{(2V/2^N)^2}{12} \quad (4)$$

Um importante parâmetro de análise do desempenho é a relação sinal ruído SQNR (*Signal to Quantization Noise Ratio*). Sendo σ_x^2 a variância do sinal de entrada, a SQNR é expressa pela Equação 5 [1] :

$$SQNR = 10 \log_2 \left(\frac{\sigma_x^2}{\sigma_e^2} \right) = 10 \log_2 \left(\frac{\sigma_x^2}{V^2} \right) + 4,77 + 6,02N \quad (5)$$

Assim, para cada bit a mais na resolução do conversor há uma melhora de aproximadamente 6dB na SQNR.

Outro parâmetro a ser definido é a faixa dinâmica R , que é a medida do intervalo de valores de entrada para os quais o conversor produz uma SQNR positiva. Para entradas senoidais, a faixa dinâmica é definida como a razão entre a potência máxima do sinal senoidal ($V^2/2$) e a potência mínima do sinal senoidal que resulta numa SQNR igual a 0 dB ($\sigma_x^2 = \sigma_e^2 = \Delta^2/12$):

$$R = \frac{V^2/2}{\Delta^2/12} \cong \frac{V^2/2}{(2V/2^N)^2/12} = 6,02N + 1,76(\text{dB}) \quad (7)$$

A mesma análise de desempenho pode ser feita no domínio da frequência. Aplicando-se a transformada Z na Equação 3, temos:

$$Y[z] = X[z]H_x[z] + E[z]H_e[z] \quad (8)$$

onde foram introduzidas as funções de transferência $H_x[z]$ e $H_e[z]$ relativas à modulação do sinal de entrada e do erro de quantização, respectivamente. A densidade espectral do conversor, $P_{ey}(f)$, fornece a informação necessária para se determinar a potência do ruído gerado por $e[n]$:

$$P_{ey}(f) = P_e(f)|H_e(f)|^2 \quad (9)$$

onde $P_e(f)$ é a densidade espectral de potência do erro de quantização. No caso de $|H_e(f)|=1$, e de $e[n]$ obedecer às condições anteriormente citadas, pode-se afirmar que:

$$\sigma^2_{ey} = \int_{-f_B}^{f_B} P_{ey}(f)df = \int_0^{f_B} \frac{2\sigma^2_e}{f_s} df = \sigma^2_e \left(\frac{2f_B}{f_s} \right) \quad (10)$$

O resultado obtido relaciona a potência do ruído na saída do conversor com a razão entre a largura da faixa espectral do sinal amostrado f_B e a frequência de amostragem f_s . Se o sinal for amostrado com uma taxa superior a taxa de Nyquist, a Equação 10[1] indica que a potência do ruído gerado será menor que no primeiro caso. Esta técnica é chamada de sobre-amostragem, e seu efeito na prática é o de trocar velocidade por resolução. Em outras palavras, aumentando a frequência de amostragem de um sinal, consegue-se uma mesma relação sinal

ruído utilizando-se um quantizador de menos resolução que gera um ruído de maior potência.

Uma explicação razoável para este fenômeno parte da suposição que o erro de quantização é um ruído branco uniformemente distribuído entre $-f_s/2$ e $f_s/2$. Se $f_s = 2f_B$, então toda a potência do ruído encontra-se distribuído na mesma banda espectral do sinal amostrado. Entretanto, no caso da sobre-amostragem, a mesma potência será distribuída numa extensão maior que f_B , restando apenas uma fração desta potência no interior da banda do sinal. Um filtro passa-baixas digital é capaz de remover facilmente o ruído que está fora da banda de interesse. O resultado é o aumento na SQNR, e conseqüentemente, no desempenho do conversor A/D. É mostrado na Figura 3 [1] este comportamento.

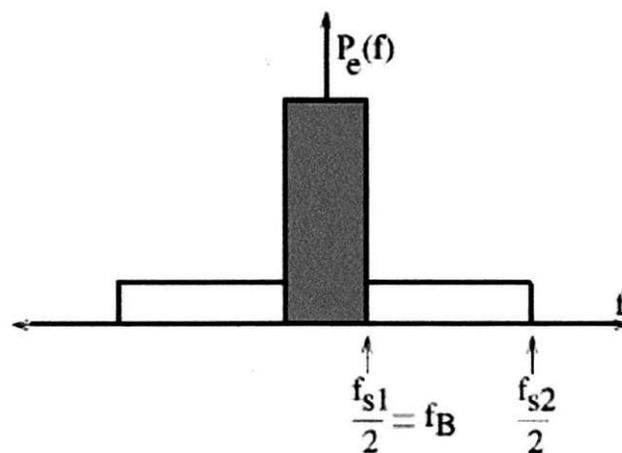


Figura 3-Densidade Espectral de Potência para um sinal modulado na frequência de Nyquist (f_{s1}) e sobre-amostrado (f_{s2})

Outro benefício da sobre-amostragem é a possibilidade de se utilizar um filtro *anti-aliasing* com a faixa de corte menos radical do que no caso da amostragem na taxa de Nyquist.

2.3 - Modulação Sigma-Delta de Primeira Ordem

O Modulador Sigma-Delta é construído baseado na equação que é utilizada para representar os conversores, a Equação (8). No caso do Conversor Sigma-Delta de Primeira Ordem a equação de saída do conversor é dada por:

$$Y[z] = X[z]z^{-1} + E[z](1 - z^{-1}) \quad (11)$$

Pode-se observar que a saída do conversor é composta de uma versão atrasada do sinal entrada mais o ruído de quantização que é atenuado para baixas frequências por um filtro passa-alta. Na Figura 4[1] é ilustrado o diagrama de blocos para um modulador sigma-delta de primeira ordem.

A modulação Sigma-Delta pode ser vista como um conversor PCM com realimentação, que tenta forçar a saída $y[n]$ a ser igual à entrada $x[n]$. Considerando o caso onde é utilizado um quantizador de 1 bit, sendo $V=1$, a saída do comparador assume valores $+1$ ou -1 . Sendo assim, sempre haverá um erro, exceto quando a entrada assumir exatamente os valores citados acima.

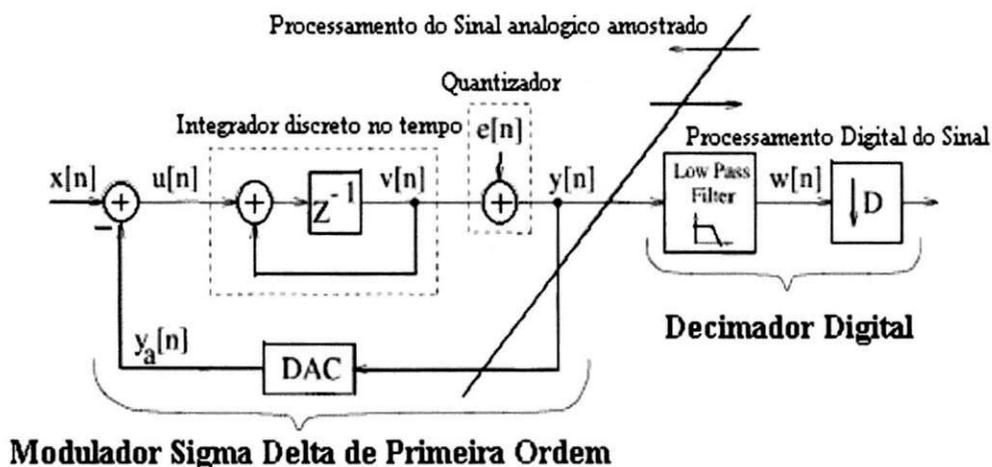


Figura 4-Diagrama de Blocos de um Modulador Sigma-Delta de Primeira Ordem

No presente estágio, foi feita a simulação de um modulador Sigma-Delta de primeira ordem no Matlab. O modelo do modulador Sigma-Delta que foi simulado é mostrado na Figura 5.

Considerando o caso, é utilizado um quantizador de 1 bit , sendo $V=1$, a saída do comparador assume valores +1 ou -1. Sendo assim, sempre haverá um erro, exceto quando a entrada assumir exatamente os valores citados acima.

Foi aplicado um sinal senoidal na entrada do modulador, e a partir da variação da amplitude do sinal de entrada pode-se observar que a densidade de valores 1 e -1 é relacionada ao valor da entrada, de maneira que quanto maior for o valor da entrada , maior a densidade de valores 1 na saída, e vice-versa. Por essa razão o modulador Sigma-Delta é comumente denominado Modulador por Densidade de Pulsos (PDM). Nas Figuras 6, 7 e 8 são mostrados os sinais de saída do modulador Sigma-Delta para um sinal senoidal de entrada com amplitudes de 0.5 V, 0.8 V e 1 V , respectivamente.[3]

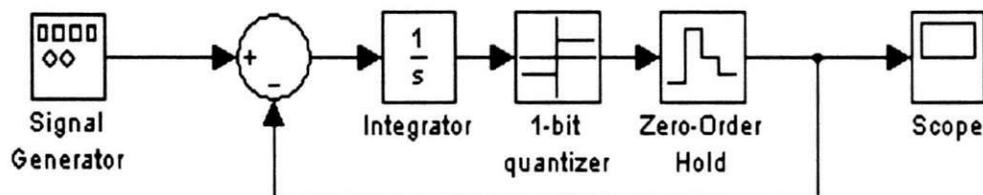


Figura 5-Modelo do modulador Sigma-Delta simulado no Matlab

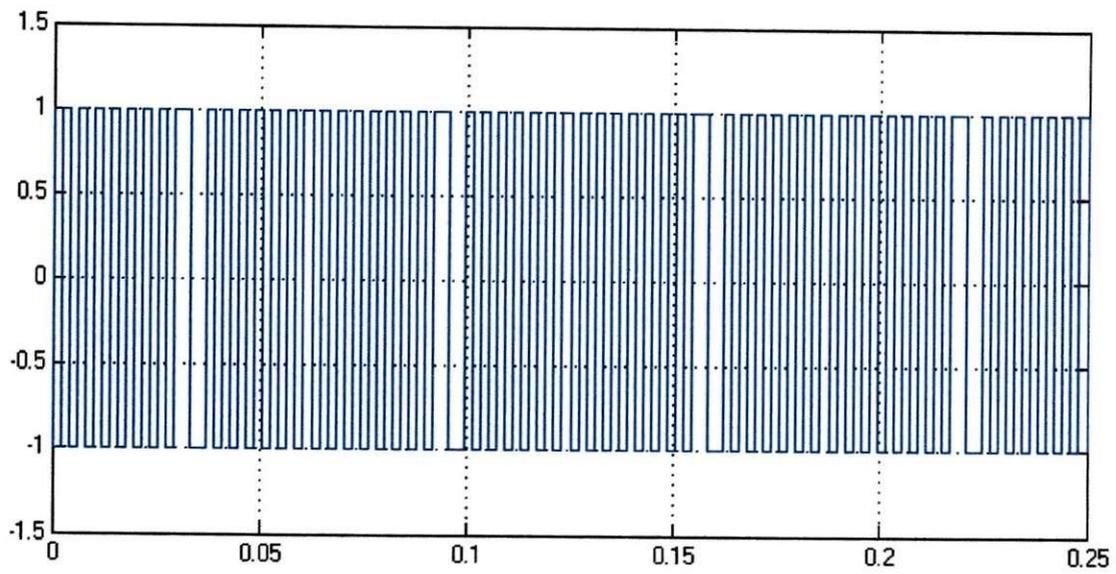


Figura 6- Sinal modulado para amplitude da senóide 0.5 V

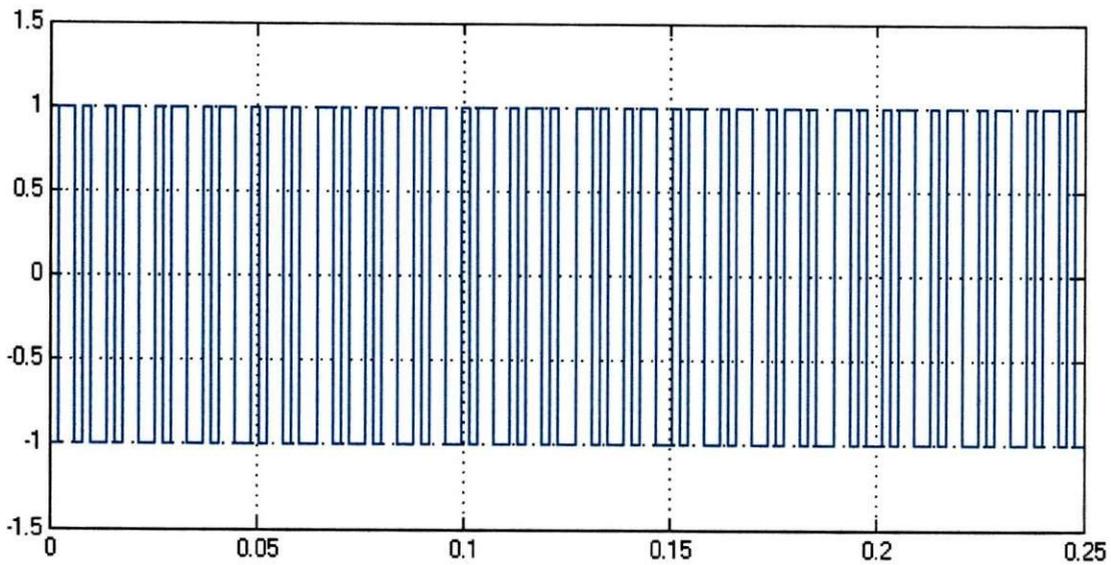


Figura 7- Sinal modulado para amplitude da senóide 0.8 V

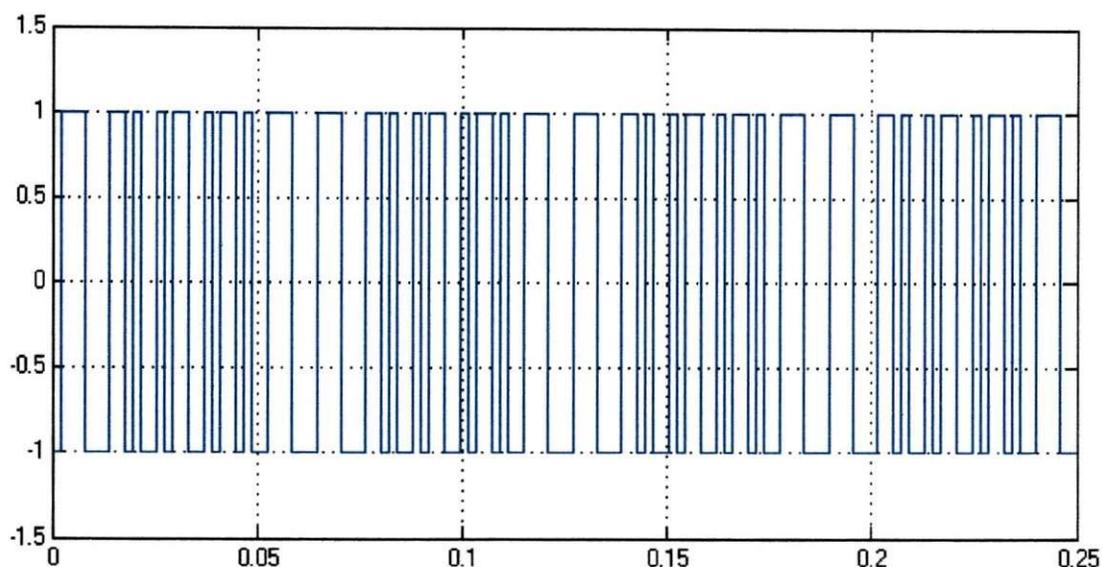


Figura 8 – Sinal modulado para amplitude da senóide 1 V

2 . 4 – Dizimador

O processo de dizimação é utilizado em conversores Sigma-Delta para eliminar dados redundantes da saída. O teorema da amostragem nos diz que o raio de amostragem necessita ser só duas vezes maior que a banda de freqüência do sinal para que a reconstrução do sinal de entrada seja realizável sem que haja distorção. Entretanto, o sinal é grosseiramente sobre modulado pelo modulador Sigma-Delta para reduzir o ruído de quantização. Portanto, há dados redundantes que podem ser eliminados sem introduzir distorções no resultado da conversão. O processo de dizimação faz justamente isto, reduz a freqüência do sinal modulado de forma a obter um sinal discretizado com freqüência de amostragem menor do que a de sobre modulação sem que o sinal perda suas características.[4]

Filtros digitais podem ser utilizados no processo de dizimação. No caso, foram utilizados 3 filtros FIR passa-baixas cada qual com fator de dizimação igual 4 nos fornecendo um fator de dizimação total de 64, já que a frequência de amostragem utilizada na simulação foi de 64 vezes a frequência do sinal de entrada.

O diagrama de Blocos do sistema simulado completo (Modulador Sigma-Delta+ Dizimador) está ilustrado na Figura 9. O sinal de entrada do modulador é mostrado na Figura 10, e o sinal de saída do dizimador é mostrado na Figura 11. Pode-se ver que tanto o sinal de entrada quanto o de saída têm amplitude de 1V e frequência de 80 Hz.

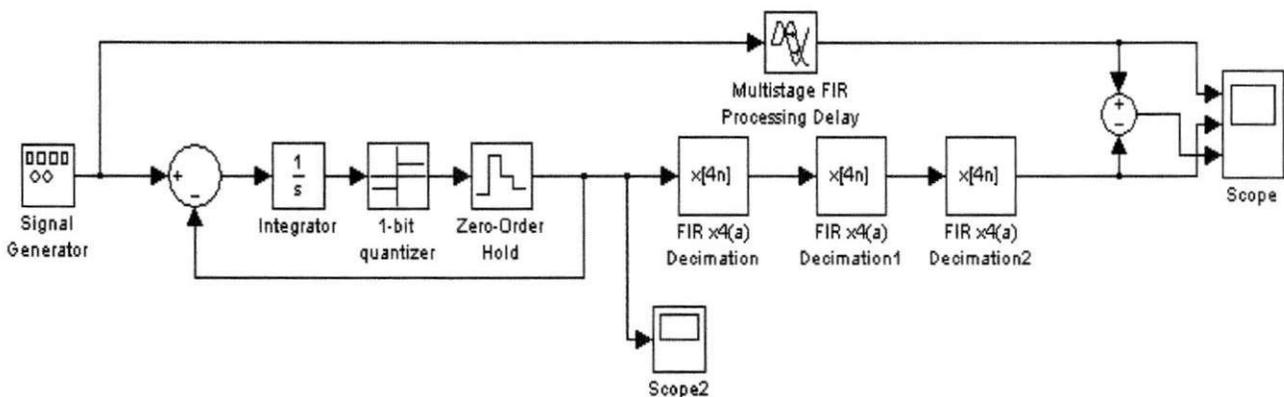


Figura 9 – Diagrama de Blocos do Modulador mais Dizimador

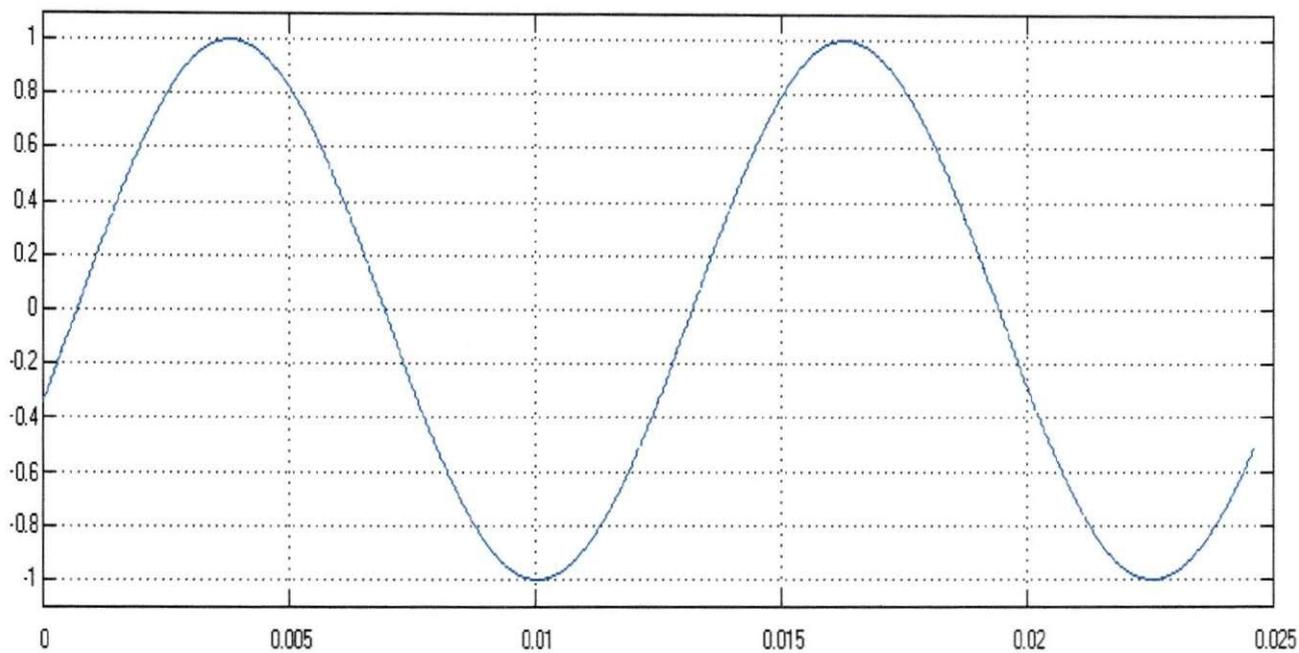


Figura 10 – Sinal de entrada do modulador

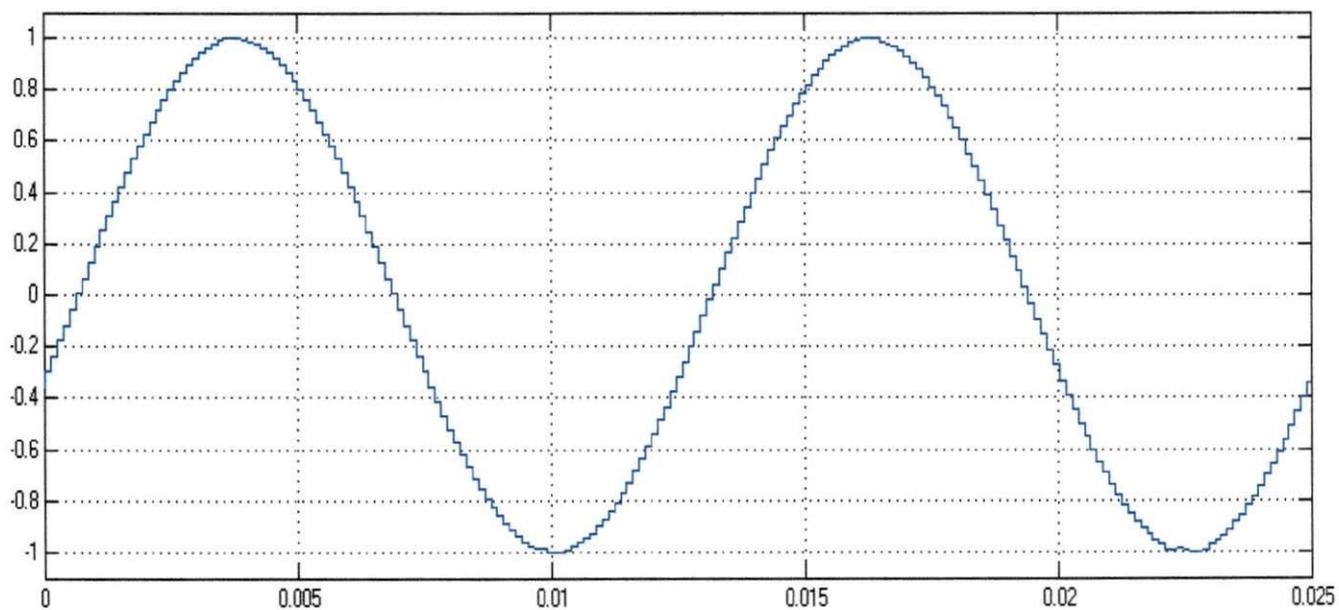


Figura 11 – Sinal de saída do Dizimador

Incluir gráfico do erro

Foram feitas simulações do conversor com vários sinais constantes na entrada do modulador, e os valores de amplitude do sinal de saída para cada entrada foram registrados e anotados na Tabela 1.

Amplitude do Sinal de Entrada	Amplitude do Sinal de Saída	Erro
0.1	0.0999999350554179	
0.2	0.199999591509737	
0.3	0.299965260850098	
0.4	0.399999681070986	
0.5	0.444134802339396	
0.6	0.599927258073	
0.7	0.699996508998664	
0.8	0.79999715194509	
0.9	0.899935799767214	
1.0	0.99997494405553	

Tabela 1 – Valores de tensão dos sinais de entrada e de saída do conversor Sigma-Delta

3 – CONCLUSÃO

Pode-se concluir que o estágio realizado foi de grande contribuição para a formação acadêmica me apresentando uma tecnologia de conversão de sinais analógicos para digitais que é bastante utilizada, a conversão Sigma-Delta . Durante a realização do trabalho foi necessário fazer uma revisão dos conceitos básicos envolvidos na conversão A/D. Além da revisão dos conceitos básicos envolvidos, foi necessária fazer também uma pesquisa com relação aos novos conceitos como por exemplo o da dizimação.

A partir dos dados obtidos com a simulação, pode-se observar que a saída do modulador Sigma-Delta apresentou um resultado satisfatório, porém o sinal obtido pela utilização do dizimador simulado foi aquém do que se pode obter para um conversor Sigma-Delta de 16 bits. Isto pode ser visto a partir do sinal de saída do Conversor ilustrado na Figura 11. Pode-se verificar que apesar de o conversor não ter tido um resultado muito próximo do real , a diferença entre o valor do sinal de saída do conversor e o sinal de entrada é bem pequena.

O aperfeiçoamento da simulação do dizimador é umas das propostas de trabalhos futuros, bem como a implementação física do conversor e também o projeto de concepção de um modulador Sigma-Delta em Circuito Integrado.

4 – REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] P. M. Aziz, H. V. Sorenson and J. Van der Spiegel, “An Overview of Sigma Delta Converters,” *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 13, pp. 61-84, January 1996.
- [2] B. Leung, “Theory of sigma-delta analog to digital converter,” *IEEE International Symposium on Circuits and Systems Tutorials*, pp. 196-223, 1994.
- [3] A. Oppenheim e R. Schafer, *Discrete Time Signal Processing*, (Prentice-Hall, 1989)
- [4] S. R. Norsworthy, R. Schreier, G. C. Temes, *Delta Sigma Data Converters*, (IEEE Press,1996)