



**Universidade Federal de Campina Grande**

**Centro de Engenharia Elétrica e Informática**

Curso de Graduação em Engenharia Elétrica

TIAGO EMERSON TEIXEIRA DE ARAUJO

**IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONTROLE DE FAIXA DINÂMICA  
PARA ÁUDIO**

Campina Grande, Paraíba  
Agosto de 2011

TIAGO EMERSON TEIXEIRA DE ARAUJO

IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONTROLE DE FAIXA DINÂMICA  
PARA ÁUDIO

*Trabalho de Conclusão de Curso  
submetido à Unidade Acadêmica de Engenharia  
Elétrica da Universidade Federal de Campina  
Grande como parte dos requisitos necessários  
para a obtenção do grau de Bacharel em  
Ciências no Domínio da Engenharia Elétrica.*

Área de Concentração: Processamento Digital de Sinais

Orientador:  
Professor Edmar Candeia Gurjão, D. Sc.

Campina Grande, Paraíba  
Agosto de 2011

TIAGO EMERSON TEIXEIRA DE ARAUJO

# IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONTROLE DE FAIXA DINÂMICA PARA ÁUDIO

*Trabalho de Conclusão de Curso  
submetido à Unidade Acadêmica de Engenharia  
Elétrica da Universidade Federal de Campina  
Grande como parte dos requisitos necessários  
para a obtenção do grau de Bacharel em  
Ciências no Domínio da Engenharia Elétrica.*

Área de Concentração: Processamento Digital de Sinais

Aprovado em        /        /

**Professor Avaliador**

Universidade Federal de Campina Grande  
Avaliador

**Professor Edmar Candeia Gurjão, D. Sc.**

Universidade Federal de Campina Grande  
Orientador, UFCG

## AGRADECIMENTOS

Agradeço a minha mãe, Edinalva Teixeira, e a meu pai, Alfredo Araujo, pelo apoio de sempre; aos meus irmãos Anderson e Raquel pelas horas de lazer compartilhadas; e a todos os meus amigos e amigas que durante todo o tempo de dedicação à graduação souberam entender a minha ausência; em especial à família Pereira Torres, à família Lemos de Oliveira e à família Lima Gomes.

Agradecimento especial ao professor Edmar Candeia Gurjão não apenas por me orientar neste trabalho, mas pela atenção que sempre dispensa ao me receber em sua sala; aos companheiros de curso pelas experiências trocadas e ajuda mútua, em especial a Célio Anésio, Euller Gonçalves, Adriano Ananias e Cláudio Pereira; aos funcionários da coordenação de Engenharia Elétrica que sempre solucionaram meus problemas; e a todos que de alguma forma contribuíram para a realização desta etapa importante da minha vida, meus sinceros agradecimentos.

*“Espere o melhor, prepare-se para o pior, receba o que vier.”*

Provérbio Chinês

## RESUMO

Este trabalho trata do processamento digital de sinais de áudio no âmbito do controle de faixa dinâmica, ou seja, o controle da diferença entre a maior e a menor amplitude do sinal. A implementação do algoritmo foi realizada no software Matlab para processar arquivos de voz no formato WAVE. O controle de faixa dinâmica é dividido em quatro formas de processamento do sinal, a saber, o limitador, o compressor, o *expander* e o *noise gate*. O escopo deste trabalho é a implementação apenas do limitador e do compressor uma vez que são os processamentos de faixa dinâmica mais utilizados em tratamento de áudio. O algoritmo implementado apresentou resultados bastante satisfatórios uma vez que foi possível perceber um aumento na audibilidade do som sem perda de inteligibilidade, este que é o principal efeito do controle de faixa dinâmica quando os parâmetros de ajuste são apropriadamente postos.

**Palavras-chave:** Áudio, Compressor, Limitador, Faixa Dinâmica.

# SUMÁRIO

1	Introdução .....	7
1.1.	Objetivo .....	8
2	Áudio.....	9
2.1.	Fundamentos de áudio .....	9
2.2.	Sinais de áudio .....	14
2.3.	Áudio digital .....	17
2.4.	Controle de faixa dinâmica .....	20
3	Desenvolvimento e resultados.....	30
4	Conclusão .....	37
	Referências bibliográficas .....	38
	Apêndice A – Sinais e Sistemas .....	40
	Apêndice B – Convolução .....	44
	Apêndice C – Transformada Z .....	45
	Apêndice D – Filtros Digitais .....	46

# 1 INTRODUÇÃO

Nos dias atuais, presenciamos um crescimento acentuado da utilização de equipamentos eletrônicos que fazem uso de técnicas digitais de processamento de sinal para a realização de suas funções. Em áudio, essa afirmativa se mantém verdadeira. Muitos são os equipamentos de áudio em que a tecnologia do processamento digital de sinais se faz presente, como exemplos podemos citar o equalizador, a mesa misturadora de sinais (em inglês, *mixer*) e o amplificador de potência.

Todo meio de transmissão ou gravação de sinais de áudio tem um limite máximo para o nível do sinal acima do qual o sinal passa a apresentar distorção, o que prejudica a sua reprodução através do sistema de potência; e até a inteligibilidade da informação por parte do ouvinte. O limitador (em inglês, *limiter*) é um equipamento cuja função é impedir que o nível do sinal exceda o limite máximo imposto pelas características próprias do sistema de áudio. De maneira resumida, podemos descrever o processamento executado pelo limitador como segue: o limitador detecta que o nível do sinal irá exceder o nível limite e automaticamente reduz o ganho do sistema, impedindo assim a distorção do sinal.

Outro equipamento bastante conhecido dentre os sistemas de áudio é o compressor, cuja função é análoga à função do limitador, diferenciando apenas na forma como este opera sobre o sinal. O compressor também reduz o ganho do sistema quando o nível do sinal ultrapassa certo valor, porém este valor limite não é um valor crítico, ou seja, acima do qual haverá distorção, é um valor determinado com o objetivo de reduzir a faixa dinâmica do sinal, i.e., reduzir a diferença entre o valor máximo e mínimo do sinal. Essa redução na faixa dinâmica do sinal tem o efeito de tornar o som mais denso, mais forte (Ballou, 2002). A forma com que o compressor processa o sinal é bem menos brusca comparada ao processamento do limitador.

Neste trabalho foi realizada a implementação no software Matlab de algoritmos referentes ao limitador e ao compressor para o tratamento de arquivos de áudio digital no formato WAVE.

Este trabalho é dividido em quatro capítulos onde no capítulo 2 é introduzida a teoria de áudio e do processamento de sinais; e apresentado o tratamento matemático para a implementação do controlador de faixa dinâmica; no capítulo 3 é apresentada a metodologia para a realização do projeto; e por fim, no capítulo 4, são apresentadas as conclusões do trabalho.

## 1.1. Objetivo

Realizar a implementação no software Matlab de um Controle de Faixa Dinâmica para áudio, especificamente um limitador e um compressor.

## 2 ÁUDIO

Neste capítulo, alguns conceitos de áudio são introduzidos e apresenta-se a teoria e o tratamento matemático do controle de faixa dinâmica.

### 2.1. Fundamentos de áudio

Som pode ser definido como uma perturbação ondulatória no ar ou em outro meio elástico (estímulo); ou como uma excitação do sistema auditivo que resulta na percepção do som (sensação). Essas definições aplicam-se dependendo se a abordagem é física ou psicofísica (Everest, 2001).

As propriedades físicas do som são a frequência, a intensidade e o espectro ou forma de onda. As propriedades psicofísicas do som, ou seja, como o ouvido humano percebe as propriedades físicas, são a altura (em inglês, *pitch*), a audibilidade (em inglês, *loudness*) e o timbre.

Frequência é a quantidade total de vibrações para frente e para trás que uma fonte de som, e conseqüentemente, o meio de transmissão do som, completa em 1 segundo (Cysne, 1997). As frequências audíveis estão entre 20 e 20000 Hz. A intensidade sonora é definida como a potência acústica por centímetro quadrado ( $W/cm^2$ ) (Ballou, 1991). Ondas complexas periódicas, como é o caso da voz e da música, são compostas por ondas senoidais de diferentes frequências, diferentes intensidades e fases diferentes (Everest, 2001), ao conjunto dessas senóides dá-se o nome de espectro.

Para o estudo do som e de tudo a ele relacionado é bastante importante o entendimento das relações entre as suas propriedades físicas e psicofísicas. A audibilidade de um evento sonoro está relacionada com a sua intensidade, dessa forma, um aumento na intensidade do som será percebido pelo ouvido humano como um aumento da sua audibilidade (Ballou, 2002). A altura (*pitch*) de uma onda sonora, que é um termo subjetivo, está relacionada com a frequência desta onda (Everest, 2001). A

intensidade do som afeta na percepção da sua altura. Para frequências menores, a altura diminui com o aumento da intensidade. Em contrapartida, para frequências maiores, a altura do som aumenta com o aumento da intensidade (Everest, 2001). O timbre é outro termo subjetivo que está intimamente relacionado com o espectro do som. O espectro pode ser medido com analisadores após o som ser convertido em sinal elétrico; já o timbre de um instrumento musical, por exemplo, irá variar com fatores que vão desde o posicionamento do ouvinte até o material que reveste as paredes da sala em que estão o ouvinte e o instrumento tocado (Everest, 2001; Ballou, 2002).

Intensidade sonora é uma grandeza muito difícil de medir, uma vez que requer técnicas especiais. A pressão sonora, ou nível de pressão sonora (em inglês, *sound pressure level – SPL*), por sua vez, é um parâmetro facilmente medido (Ballou, 1991); para isso, utiliza-se um instrumento chamado decibelímetro, que pode ser visto na figura 1. A pressão sonora é sempre expressa em dB, tendo como referência  $20\mu\text{Pa}$ , que é o valor adotado internacionalmente como sendo, aproximadamente, o limiar de audibilidade (Everest, 2001). A equação (2.1) mostra a expressão para o cálculo da pressão sonora em dB (Ballou, 2002).

$$SPL = 20 \cdot \log \left( \frac{P}{0.00002} \right) \quad (2.1)$$

sendo P a pressão sonora em Pascal e 0,00002 ( $20\mu$ ) a pressão sonora de referência.



Figura 1 – Decibelímetro (Ballou, 2009)

A tabela 1 apresenta algumas atividades e suas respectivas pressões sonoras em dB. Na tabela 1 o termo dB (A) está relacionado com o conceito de curvas de ponderação. As ponderações são introduzidas com o auxílio de circuitos eletrônicos (filtros) com o objetivo de se considerar a resposta do ouvido humano em medidas de áudio (Bortoni, 2002). As ponderações mais comuns são a A, B e C, que estão representadas na figura 2. Dessa forma, para indicar sob qual ponderação a medida do nível de pressão sonora foi obtida, o tipo de curva é indicado após a unidade do decibel: dBA, dBB ou dBC. Para o caso das medições da tabela 1, utilizou-se a curva de ponderação A.

Tabela 1: Pressão sonora de alguns eventos do dia a dia (Cysne, 1997).

dB (A) ref. 20 $\mu$ Pa	Atividade
0	Limiar da audição para jovens, entre 1 e 4 kHz
7	Câmara anecóica bem construída
10	Andas descalço sobre carpete
15	Sala a prova de som
20	Estúdio musical para cinema
25	Estúdio musical de rádio e TV
30	Estúdio genérico para gravação de voz
32	Suspiro suave a 4 metros
35	Biblioteca com boa acústica
40	Níveis mínimos em áreas residenciais de pequenas cidades
50	Pequeno escritório
50	Média em residências
50	Tráfego leve de veículos a 30 metros
60	Escritório de contabilidade
60	Áreas residenciais urbanas barulhentas
60	Grandes lojas
63	Aquecedor a gás a 1,5 metros
70	Trem de carga a 30 metros
70	Supermercado
70	Áreas residenciais muito barulhentas
80	Tráfego pesado de veículos
82	Furadeira pneumática a 15 metros
90	Salão com máquinas impressoras
92	Metrô a 5 metros
100	Imediações de fornalha elétrica
105	Serra profissional
110	Máquina rebitadeira
120	Trovão
121	Decolagem de jato a 80 metros
130	Prensa hidráulica a 1 metro
135	Sirene de 50 HP a 30 metros
135	Limiar da dor

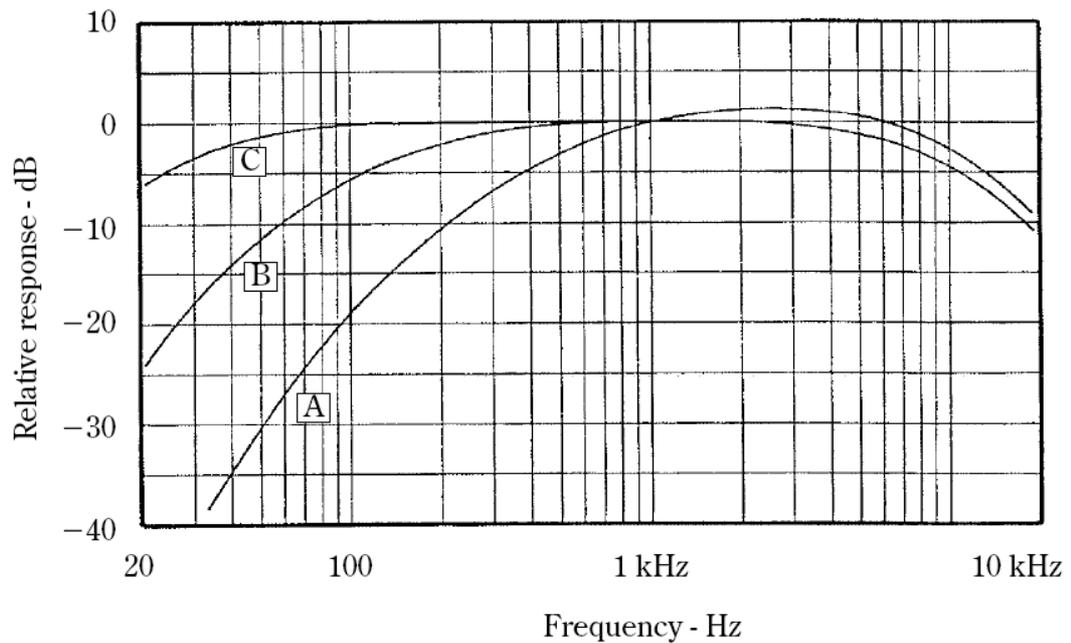


Figura 2 – Curvas de ponderação A, B e C (Everest, 2001).

As curvas de ponderação baseiam-se na característica peculiar do sistema auditivo humano de não ser plano, i.e, sua resposta em frequência varia com o nível de pressão sonora (Ballou, 1991). Em níveis de pressão sonora mais baixos, a sensibilidade do ouvido humano é maior em médias frequências do que em baixas frequências. A medida que o nível de pressão sonora aumenta, a diferença entre as sensibilidades de médias e baixas frequências diminui, produzindo uma resposta em frequência do sistema auditivo humano mais uniforme (Ballou, 2002). Essa característica do ouvido humano é resumida na figura 3 através das curvas de audibilidade (em inglês, *equal-loudness contours*).

Na figura 3 o termo *phon* é a unidade de nível de audibilidade, que tem a seguinte definição: um tom de 1 kHz com pressão sonora de 20 dB tem um nível de audibilidade de 20 phons (Ballou, 2002); ou ainda, a curva de audibilidade que passa pelo nível de pressão sonora de 40 dB em 1 kHz é chamada de curva de 40 phons (Everest, 2001).

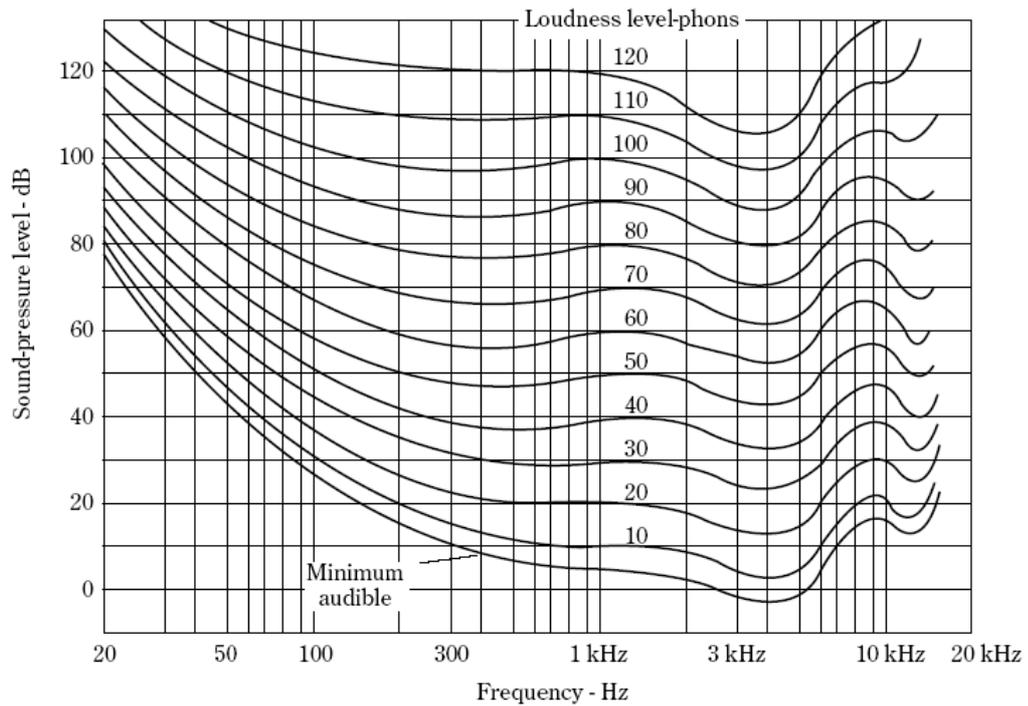


Figura 3 – Curvas de audibilidade do ouvido humano. À medida que o nível de pressão sonora aumenta, as diferenças de percepção entre baixas, médias e altas frequências diminuem (Everest, 2001).

Para o melhor entendimento das curvas de audibilidade mostradas na figura 3, alguns exemplos podem ser utilizados, dessa forma, um nível de audibilidade de 30 phons, ou seja, a sensação causada por um tom de 1 kHz com nível de pressão sonora de 30 dB, para uma frequência de 20 Hz, será a mesma, apenas se a pressão sonora for elevada de 58 dB (Everest, 2001). Da mesma forma, um tom de 100 Hz precisará de um aumento de 17 dB na pressão sonora para gerar a mesma audibilidade de um tom de 1 kHz com pressão sonora de 20 dB (Ballou, 2002).

## 2.2. Sinais de áudio

Basicamente, um sistema de áudio é formado por equipamentos ligados em cadeia que realizam funções que vão desde a captação das ondas sonoras, até a reprodução destas por um sistema de amplificação do sinal. A figura 4 apresenta um sistema básico de áudio.

As ondas sonoras para serem processadas pelo sistema de áudio precisam estar no domínio eletromagnético (Ballou, 2002), i.e., precisam estar na forma de sinal

elétrico (Bortoni, 2002). Os dispositivos responsáveis pela conversão das ondas sonoras em sinais elétricos, e de sinais elétricos em ondas sonoras, são, respectivamente, o microfone e o alto-falante. A estes dispositivos dá-se o nome de transdutores eletroacústicos; e o processo de conversão é denominado de conversão eletroacústica (Bortoni, 2002).

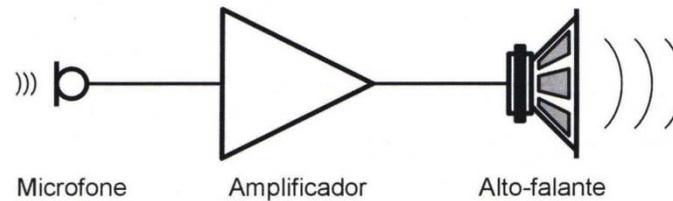


Figura 4 – Sistema básico de áudio (Bortoni, 2002).

Sinais de áudio são bastante complexos e estão constantemente mudando de valor com o passar do tempo, isto os torna difíceis de serem descritos numericamente. Muitos parâmetros podem ser usados para descrever as características de um sinal de áudio, alguns dos quais podem ser o valor da tensão de pico-a-pico, a tensão de pico, o valor médio de tensão e a tensão eficaz ou rms (em inglês, *root-mean-square voltage*) (Ballou, 2002). A tensão de pico-a-pico é a diferença entre as tensões do maior pico positivo e do menor pico negativo do sinal. A tensão de pico é a tensão do maior pico do sinal, independente se é positivo ou negativo. Para uma forma de onda simétrica, a tensão de pico será a metade da tensão de pico-a-pico. O valor médio de tensão é a média de todas as tensões positivas e negativas do sinal. A tensão rms descreve uma tensão alternada em termos de uma tensão constante equivalente que produziria a mesma quantidade de calor. Para um sinal senoidal, a tensão rms é 70,7% da tensão de pico (Ballou, 2002), como pode ser visto na figura 5. A tensão rms é o parâmetro do sinal de áudio que está intimamente relacionado com a audibilidade com a qual um ouvinte o percebe (Ballou, 2002).

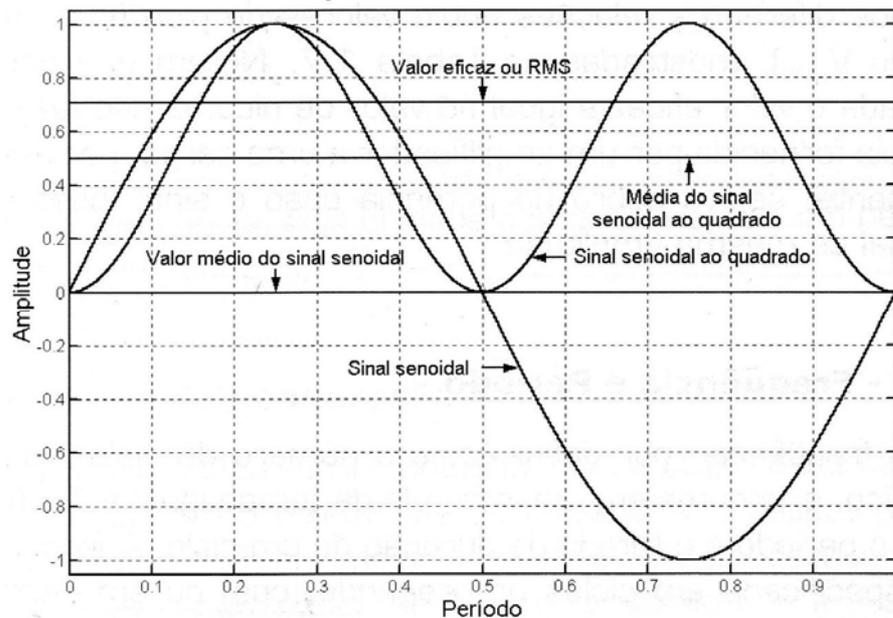


Figura 5 – Parâmetros de um sinal senoidal (Bortoni, 2002).

Outro fator bastante relevante para sinais de áudio é o fator de crista, que é a razão entre a tensão de pico e a tensão rms, geralmente expressa em dB, como mostrado na equação (2.2) (Bortoni, 2002).

$$FC = 20 \cdot \log \left( \frac{V_p}{V_{rms}} \right) \quad (2.2)$$

sendo  $V_p$  a tensão de pico e  $V_{rms}$  a tensão rms.

O fator de crista deve ser calculado em um determinado espaço de tempo (Ballou, 2002), ou em um tempo de integração determinado (Bortoni, 2002). A tabela 2 apresenta alguns tipos de sinais com seus respectivos fatores de crista restritos e amplos. O fator de crista restrito foi determinado utilizando-se um tempo de integração de 500ms, enquanto no amplo, considerou-se todo o tempo de duração da peça musical (Bortoni, 2002).

Tabela 2 – Fator de crista (Bortoni, 2002)

Tipo de Sinal	Restrito (500ms)	Amplio
	dB	dB
Onda quadrada	0	0
Onda senoidal	3	3
Onda triangular	4,8	4,8
Ruído rosa	9	9
Aplauso	9	10
Rock “pesado”	10	12
Axé	10	14
Pop, rock comum	12	15
Jazz	15	20
Orquestra	10	30
Voz humana (fala)	15	15

### 2.3. Áudio digital

Ondas sonoras são sinais contínuos no tempo. Como visto na seção 2.2, o microfone é utilizado para converter esses estímulos acústicos em sinais elétricos. Para que esse sinal seja processado por sistemas digitais, é preciso que este esteja no domínio digital, logo, um conversor analógico/digital deve ser utilizado. Uma vez processado, o sinal deve ser enviado a um sistema de reprodução para ser novamente convertido em ondas sonoras, mas, para que isso seja possível, o sinal precisa ser contínuo no tempo, logo, utiliza-se um conversor digital/analógico que converte um sinal digital em um sinal contínuo no tempo (analógico).

Para se obter um sinal de áudio digital, pelo menos dois passos são necessários: a amostragem do sinal, que consiste em converter o sinal contínuo no tempo ( $x(t)$ ) em um sinal discreto no tempo ( $x(n)$ ) (com resolução infinita de amplitude); e a quantização, que consiste em quantizar o sinal discreto em valores finitos ( $x_Q(n)$ ) que possam ser processados por um computador (Figura 6). A quantização é necessária para se criar palavras de dados compatíveis com as capacidades aritméticas do processador digital de sinais (DSP) (Ballou, 2002).

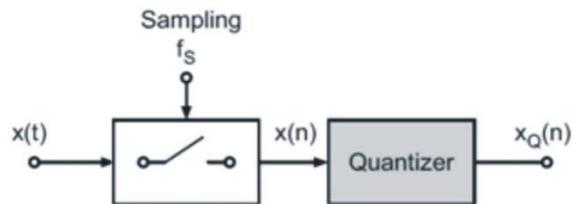


Figura 6 – Conversão analógico/digital (Zölzer, 2008)

A figura 7 apresenta um exemplo dos sinais presentes nas entradas e saída de cada bloco representado na figura 6.

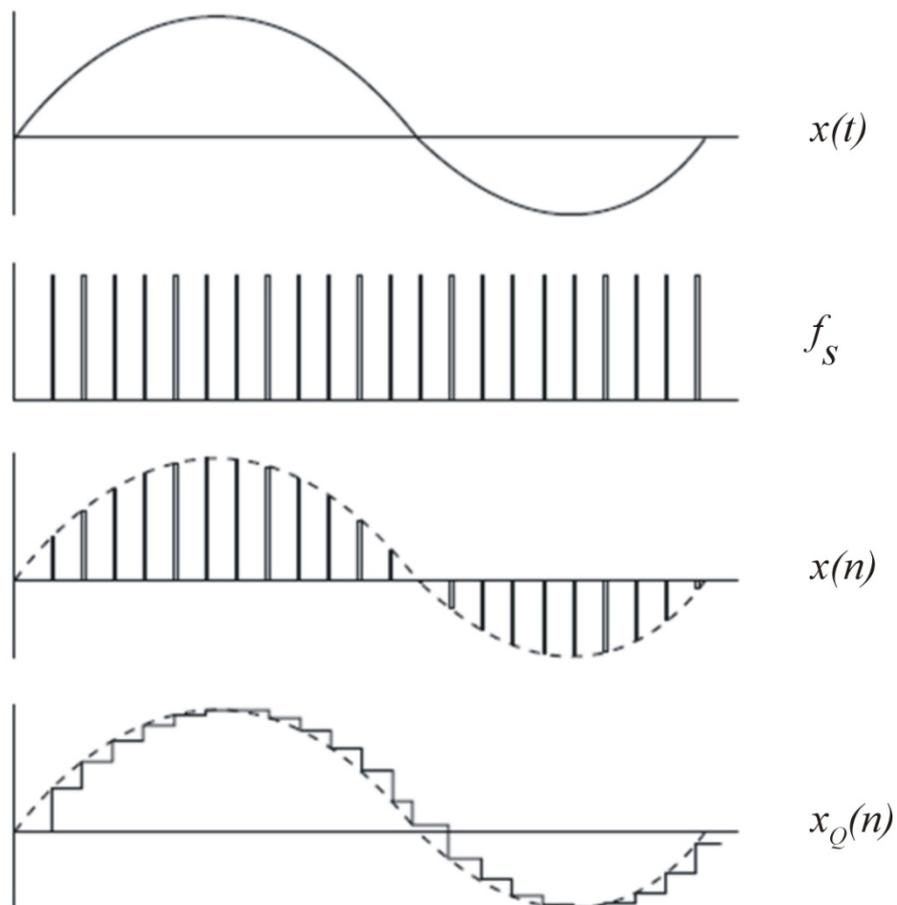


Figura 7 – Exemplo dos sinais presentes nos processos de amostragem e quantização (Everest, 2001).

No processo de amostragem o parâmetro importante é a frequência de amostragem, que consiste na taxa com que as amostras do sinal contínuo são obtidas. De acordo com o teorema da amostragem de Shannon (equação (A.4) do apêndice A), a

freqüência de amostragem deve ser pelo menos duas vezes a máxima freqüência que compõe o espectro do sinal para que seja possível a recuperação deste sinal para o domínio contínuo no tempo. Caso o sinal não seja limitado em freqüência, um filtro passa-baixas analógico é utilizado para limitar o espectro do sinal.

No processo de quantização, cada palavra de dados é associada a uma região do sinal analógico, logo, este sinal é dividido na mesma quantidade de regiões que as palavras de dados disponíveis. Isso equivale dizer que qualquer valor de tensão dentro de um mesmo nível de quantização é representado por uma mesma palavra, o que dá origem aos chamados erros de quantização (Cysne, 1997). Uma característica importante é que para cada bit adicionado à palavra de dados, haverá o dobro de regiões de quantização, ou níveis de quantização, e conseqüentemente, o erro de quantização será a metade do anterior. Apesar do aumento da quantidade de bits reduzir progressivamente o erro de quantização, sempre haverá algum erro, uma vez que, em qualquer caso, sempre haverá um número finito de palavras representando infinitos valores de tensões analógicas (Cysne, 1997). A figura 8 apresenta todas as etapas do processo de conversão analógico-digital-analógico.

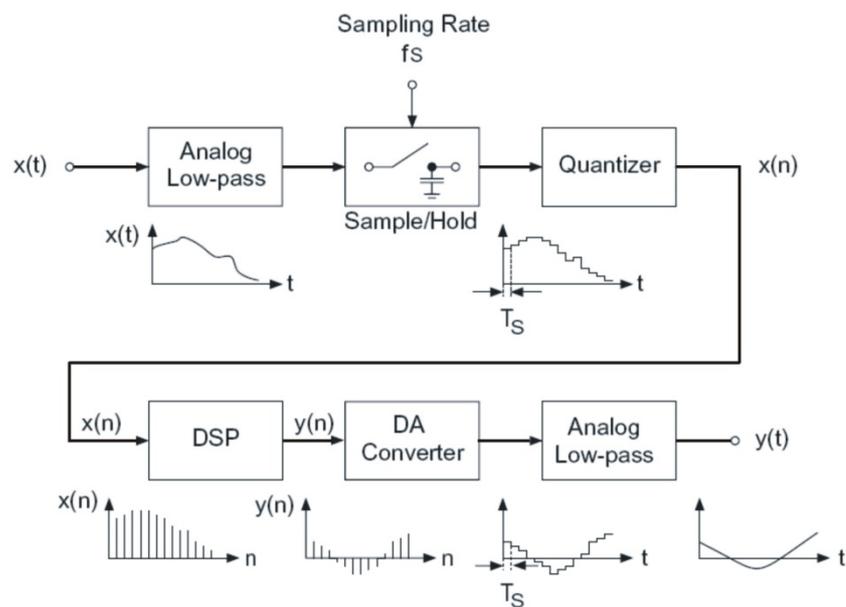


Figura 8 – Processo de conversão analógico-digital-analógico (Zölzer, 2008)

## 2.4. Controle de faixa dinâmica

A faixa dinâmica (em inglês *dynamic range*) de um sinal é definida como a variação na amplitude de um sinal, e é calculada pelo logaritmo da razão entre a máxima e a mínima amplitude desse sinal. O controle de faixa dinâmica (em inglês *dynamic range control* ou *dynamic processing*) consiste na combinação entre a leitura do nível do sinal e o ajuste deste nível de forma adaptativa (Zölzer, 2008). De uma forma prática, o processamento de dinâmica é realizado através de um amplificador de sinal cujo ganho é automaticamente controlado pelo nível do sinal de entrada (Zölzer, 2002).

O diagrama de blocos de um sistema discreto de controle de faixa dinâmica é mostrado na figura 9. O nível de saída  $y(n)$  é afetado pela multiplicação da entrada atrasada  $x(n-D)$  pelo fator  $g(n)$ , fator este que pode ser entendido como o sinal de controle gerado a partir do sinal de entrada  $x(n)$ . Matematicamente, podemos representar esse processo pela equação (2.3) (Zölzer, 2008).

$$y(n) = g(n).x(n - D) \quad (2.3)$$

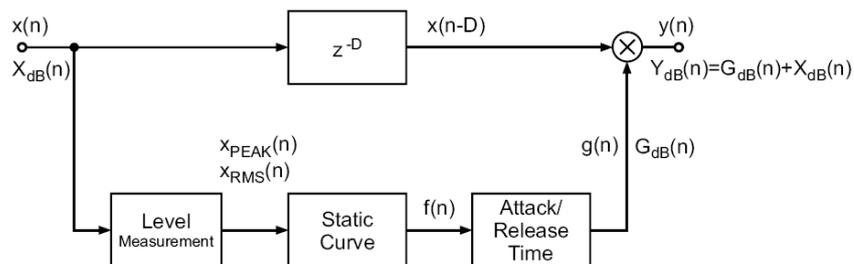


Figura 9 – Diagrama de blocos de um sistema discreto de controle de faixa dinâmica (Zölzer, 2008).

Como mostrado na figura 9, a multiplicação representada pela equação (2.3), no domínio logarítmico, torna-se uma soma entre o sinal  $G_{dB}(n)$  e o sinal de entrada  $X_{dB}(n)$ , cujo resultado é o sinal de saída  $Y_{dB}(n)$ , como pode ser visto na equação (2.4).

$$Y_{dB}(n) = X_{dB}(n) + G_{dB}(n) \quad (2.4)$$

O cálculo do fator  $g(n)$  é executado no domínio logarítmico porque a audibilidade do ouvido humano segue uma relação logarítmica com a intensidade do som (Zölzer, 2002).

O bloco *static curve* ou curva estática da figura 9 define a relação entre o nível do sinal de entrada e o sinal de controle:  $G_{dB}(n) = f(X_{dB}(n))$ . A figura 10 apresenta um exemplo de curva estática, onde o sinal de saída  $Y_{dB}$  e o sinal de controle  $G_{dB}$  são dispostos em função do sinal de entrada  $X_{dB}$ .

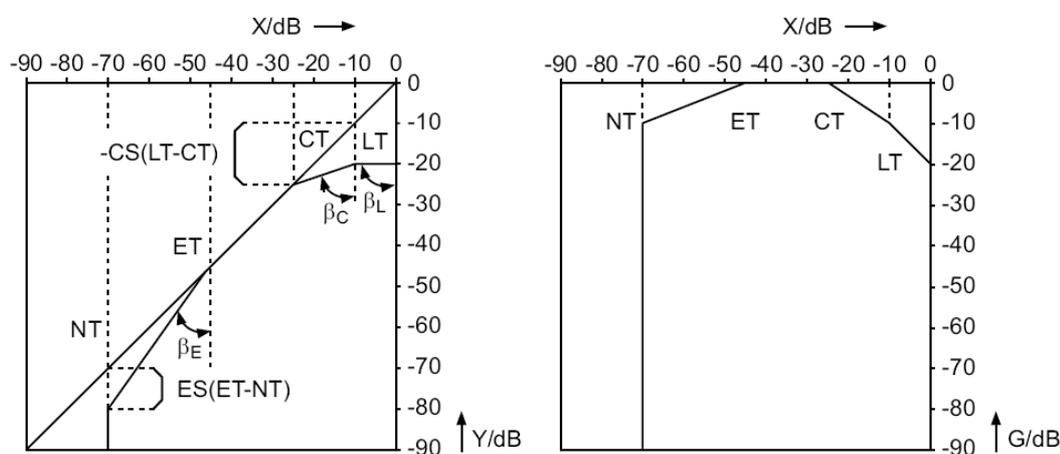


Figura 10 – Exemplo de uma curva estática (Zölzer, 2008).

Na figura 10 os parâmetros  $LT$ ,  $CT$ ,  $ET$  e  $NT$  são, respectivamente, o limiar do limitador, limiar do compressor, limiar do *expander* e limiar do *noise gate*. Para os casos do limitador e do compressor, o limiar respectivo representa o nível mínimo abaixo do qual o sinal não será processado. Para o *expander* e o *noise gate*, o limiar respectivo representa o nível máximo acima do qual o sinal não será alterado. A função do limitador é limitar o nível do sinal de entrada quando este exceder o limiar  $LT$ , gerando uma saída de nível constante para todos os níveis excedentes ao limiar. O compressor é responsável pela compressão do sinal, i.e., o nível do sinal de saída não aumenta na mesma proporção que aumenta o nível do sinal de entrada. Esse processamento proporciona um aumento na audibilidade do sinal. O *expander*, ao contrário do compressor, é responsável por expandir o sinal, i.e., o sinal de saída varia

em uma maior proporção face ao sinal de entrada, característica que permite aumentar a faixa dinâmica de sinais de baixo nível. O *noise gate* tem por função suprimir o sinal, i.e., zerar o seu nível. Esse tipo de processamento é bastante utilizado para reduzir os ruídos presentes em um sistema de áudio. Como apresentado na introdução, este trabalho tem como foco a implementação apenas do compressor e do limitador.

O fator de compressão  $R$  (em inglês, *ratio*) é um parâmetro da curva estática que se define pela razão entre a variação do sinal de entrada  $\Delta P_I$  e a variação do sinal de saída  $\Delta P_O$ , como mostrado na equação (2.5) (Zölzer, 2008).

$$R = \frac{\Delta P_I}{\Delta P_O} \quad (2.5)$$

Com o auxílio da figura 11, pode-se determinar uma equação para  $R$  na região de compressão da curva estática e definir o parâmetro  $\beta$  mostrado na figura 10.

$$R = \frac{X_{dB}(n) - CT}{Y_{dB}(n) - CT} = \tan \beta_c \quad (2.6)$$

Outro parâmetro da curva estática é o *slope*  $S$ , cuja relação com  $R$  é mostrada nas equações (2.7) e (2.8) (Zölzer, 2008).

$$S = 1 - \frac{1}{R} \quad (2.7)$$

$$R = \frac{1}{1 - S} \quad (2.8)$$

Valores típicos de  $R$  são apresentados na equação (2.9) (Zölzer, 2008).

$$\begin{aligned} R = \infty, & \text{ limitador,} \\ R > 1, & \text{ compressor (CR: razão de compressão),} \\ 0 < R < 1, & \text{ expander (ER: razão de expansão),} \\ R = 0, & \text{ noise gate.} \end{aligned} \quad (2.9)$$

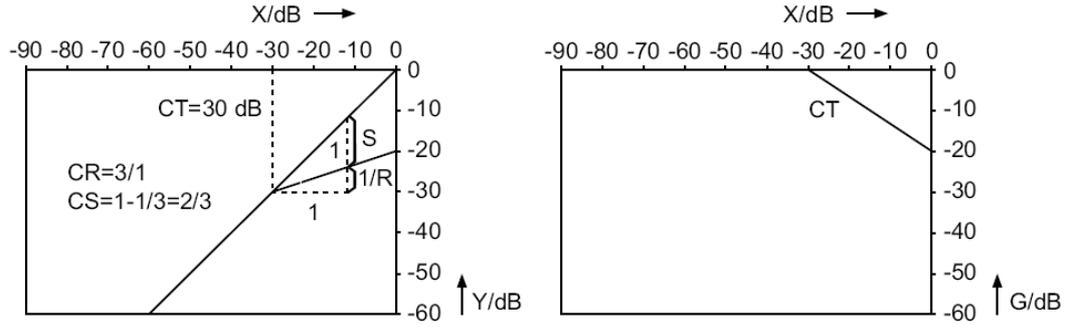


Figura 11 – Curva do compressor (razão de compressão  $CR$  /  $slope$   $CS$ ) (Zölzer, 2008).

A partir da equação (2.6) é possível realizar a transição do domínio logarítmico para o domínio linear, como mostrado na equação (2.10).

$$R = \frac{\log_{10} \frac{\hat{x}(n)}{CT}}{\log_{10} \frac{\hat{y}(n)}{CT}} \quad (2.10)$$

sendo  $\hat{x}(n)$  e  $\hat{y}(n)$  os níveis lineares de entrada e saída, respectivamente; e  $CT$  o limiar de compressão no domínio linear.

Através da manipulação matemática da equação (2.10), conforme descrito a seguir, chega-se à equação para o cálculo do sinal de controle  $g(n)$ , como mostrado na equação (2.12).

$$\frac{\hat{y}(n)}{CT} = 10^{\frac{1}{R} \log_{10} \left( \frac{\hat{x}(n)}{CT} \right)}$$

$$\frac{\hat{y}(n)}{CT} = \left( \frac{\hat{x}(n)}{CT} \right)^{1/R}$$

$$\hat{y}(n) = CT^{1-1/R} \cdot \hat{x}^{1/R}(n) \quad (2.11)$$

$$\hat{y}(n) = CT^{1-\frac{1}{R}} \cdot \hat{x}^{\frac{1-R}{R}}(n) \cdot \hat{x}(n)$$

$$\frac{\hat{y}(n)}{\hat{x}(n)} = CT^{1-\frac{1}{R}} \cdot \hat{x}^{\frac{1}{R}-1}(n)$$

$$\frac{\hat{y}(n)}{\hat{x}(n)} = CT^{-\left(\frac{1}{R}-1\right)} \cdot \hat{x}^{\frac{1}{R}-1}(n)$$

$$\frac{\hat{y}(n)}{\hat{x}(n)} = CT^{-\left(\frac{1}{R}-1\right)} \cdot \hat{x}^{\frac{1}{R}-1}(n)$$

$$g(n) = \frac{\hat{y}(n)}{\hat{x}(n)} = \left(\frac{\hat{x}(n)}{CT}\right)^{\frac{1}{R}-1} \quad (2.12)$$

$$G_{dB}(n) = 20 \times \log_{10} g(n)$$

$$G_{dB}(n) = 20 \times \log_{10} \left(\frac{\hat{x}(n)}{CT}\right)^{\frac{1}{R}-1}$$

$$G_{dB}(n) = \left(\frac{1}{R} - 1\right) (20 \times \log_{10} \hat{x}(n) - 20 \times \log_{10} CT) \quad (2.13)$$

Na figura 9, o bloco *level measurements* ou medição de nível é responsável por aferir o nível do sinal, tanto o valor de pico quanto o valor rms. A determinação de qual dos valores será usado dependerá de qual região da curva estática se encontra o nível do sinal, i.e., para a região de compressão o valor rms é utilizado, no caso da região do limitador, o nível a ser utilizado será o valor de pico.

A medição do valor de pico é realizada através do sistema apresentado na figura 12. Primeiramente, o valor absoluto da entrada  $|x(n)|$  é comparado com o valor de pico anterior  $x_{PICO}(n-1)$ . Se  $|x(n)| > x_{PICO}(n-1)$ , esse sistema pode ser representado pela equação diferença (2.14) ou pela função transferência mostrada na equação (2.15) (Zölzer, 2008).

$$x_{PICO}(n) = (1 - AT) \cdot x_{PICO}(n - 1) + AT \cdot |x(n)| \quad (2.14)$$

$$H(z) = \frac{AT}{1 - (1 - AT)z^{-1}} \quad (2.15)$$

sendo  $AT$  o coeficiente de ataque, calculado adiante.

No caso de  $|x(n)| < x_{PICO}(n-1)$ , o sistema pode ser representado pela equação diferença (2.16) ou pela função transferência mostrada na equação (2.17) (Zölzer, 2008).

$$x_{PICO}(n) = (1 - RT) \cdot x_{PICO}(n - 1) \quad (2.16)$$

$$H(z) = \frac{1}{1 - (1 - RT)z^{-1}} \quad (2.17)$$

sendo  $RT$  o coeficiente de *release*, calculado juntamente com  $AT$ .

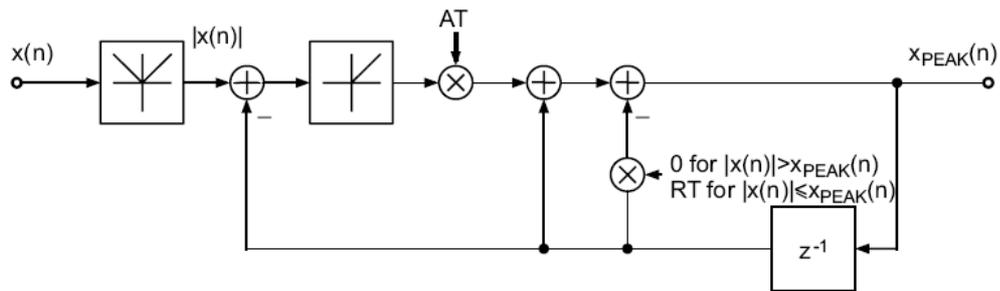


Figura 12 – Medição do valor de pico (Zölzer, 2008).

A medição do valor rms é realizado através do sistema mostrado na figura 13 cuja equação diferença é mostrada na equação (2.18) e a sua função transferência é mostrada na equação (2.19).

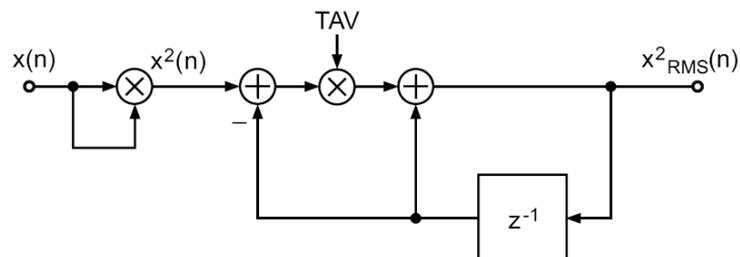


Figura 13 – Medição do valor rms (Zölzer, 2008).

$$x_{RMS}^2(n) = (1 - TAV) \cdot x_{RMS}^2(n - 1) + TAV \cdot x^2(n) \quad (2.18)$$

$$H(z) = \frac{TAV}{1 - (1 - TAV)z^{-1}} \quad (2.19)$$

sendo  $TAV$  o coeficiente médio, calculado juntamente com  $AT$  e  $RT$ .

Conforme citado anteriormente,  $AT$  é o coeficiente de ataque, e  $RT$ , o coeficiente de *release*. Estes dois parâmetros, juntamente com a curva estática, são fatores que influenciam sobremaneira na qualidade do som (Zölzer, 2008). O tempo de ataque, usado para o cálculo de  $AT$ , determina quão rápido o sinal de controle  $g(n)$  atuará sobre o sinal de entrada. Para o caso do tempo de *release*, usado para o cálculo de  $RT$ , este determina o tempo no qual o sinal de controle continuará atuando sobre o sinal de entrada. A figura 14a exemplifica o caso do tempo de ataque e a figura 14b, o tempo de *release*.

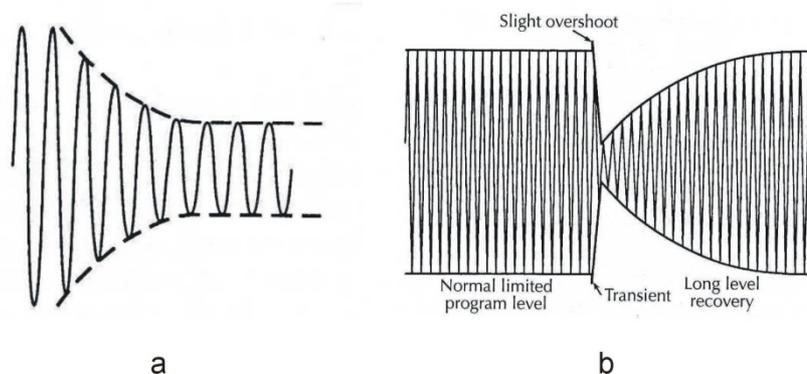


Figura 14 – a) tempo de ataque. b) tempo de *release* (Ballou, 2002).

Os tempos de ataque e *release* podem ser implementados através do sistema mostrado na figura 15, cujo processamento é denominado de suavização do sinal de controle (em inglês, *gain factor smoothing*) (Zölzer, 2008). Esse sistema pode ser representado pela equação diferença (2.20) ou pela função transferência mostrada na equação (2.21) (Zölzer, 2008).

$$g(n) = (1 - k) \cdot g(n - 1) + k \cdot f(n) \quad (2.20)$$

$$H(z) = \frac{k}{1 - (1 - k)z^{-1}} \quad (2.21)$$

podendo ser  $k = AT$  ou  $k = RT$ , dependendo se o sinal de controle esteja no estado de ataque ou *release*, respectivamente.

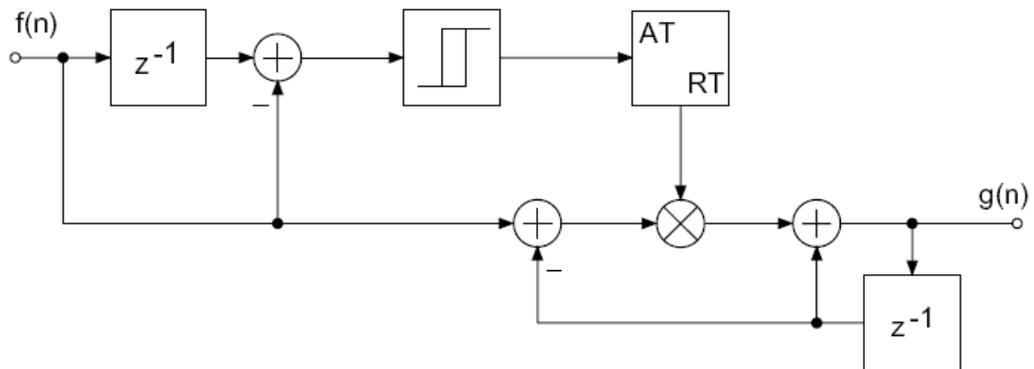


Figura 15 – Sistema de suavização do sinal de controle (Zölzer, 2008).

Os coeficientes  $AT$ ,  $RT$  e  $TAV$  são determinados através das equações (2.22), (2.23) e (2.24) respectivamente (Zölzer, 2008).

$$AT = 1 - e^{\frac{-2.2Ts}{ta/1000}} \quad (2.22)$$

$$RT = 1 - e^{\frac{-2.2Ts}{tr/1000}} \quad (2.23)$$

$$TAV = 1 - e^{\frac{-2.2Ts}{tav/1000}} \quad (2.24)$$

sendo  $T_s$  o período de amostragem em segundos, e  $ta$ ,  $tr$  e  $tav$  os tempos de ataque, de *release* e médio, respectivamente, dados em milissegundos.

A figura 16 apresenta o diagrama de blocos do sistema completo. Como pode ser visto, o limitador e o compressor são caracterizados, no domínio logarítmico, pelas equações (2.25) e (2.26), respectivamente (Zölzer, 2008), que podem ser deduzidas diretamente da curva estática, ou da forma descrita para a obtenção da equação (2.13).

$$F_L = -LS(X - LT) - CS(LT - CT) \quad (2.25)$$

$$F_C = -CS(X - CT) \quad (2.26)$$

sendo  $F_L$  e  $F_C$  as representações de  $f(n)$  no domínio logarítmico,  $LS$  o *slope* da curva do limitador,  $X$  o valor de pico ou rms,  $LT$  o limiar do limitador,  $CS$  o *slope* da curva do compressor e  $CT$  o limiar do compressor.

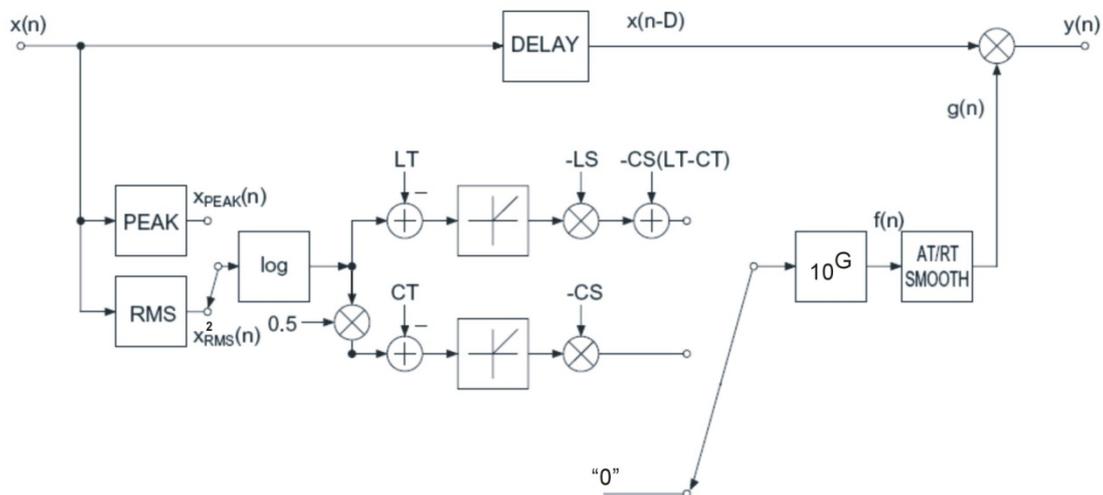


Figura 16 – Sistema completo (compressor e limitador) (Zölzer, 2008).

Na figura 16, os cálculos dos valores de pico e rms do sinal de entrada são feitos simultaneamente. Dependendo do limiar que o valor calculado ultrapassar, um dos três ramos será selecionado e processará o sinal, i.e., caso o limiar do limitador seja

ultrapassado, o ramo superior será selecionado para o devido processamento. Para os sinais cujo valor de pico não ultrapassar o limiar do limitador, porém o valor rms cruzar o limiar do compressor, o ramo intermediário será selecionado. Em caso contrário aos dois citados, o valor “0” será selecionado, o que corresponde a um sinal de controle  $g(n)$  igual à unidade.

### 3 DESENVOLVIMENTO E RESULTADOS

O programa implementado no software Matlab segue o processo descrito na figura 16. Antes de apresentar o fluxograma do programa será feita uma análise do código referente a cada um dos blocos do sistema, conforme mostrado na figura 9.

O bloco *level measurement* divide-se em *peak* e *rms*, onde é feita a medição dos níveis de pico e rms do sinal, respectivamente. A medição do nível de pico é realizada através do sistema apresentado na figura 12, tendo suas funções transferência descritas pelas equações (2.15) e (2.17). Para a implementação desse sistema, através das equações diferença (2.14) e (2.16), verificou-se que um valor satisfatório para o parâmetro tempo de ataque da equação (2.22) foi  $ta = 0,1$ , o que corresponde a um  $AT$  de 0,93, para uma frequência de amostragem de 8 kHz ( $T_s = 0,125 \times 10^{-3}$ ); e para o parâmetro tempo de *release* da equação (2.23),  $tr = 500$ , o que corresponde a  $RT = 0,55 \times 10^{-3}$ , mostrou um resultado satisfatório; sendo  $ta$  e  $tr$  dados em milissegundos. A figura 17 apresenta o resultado do sistema implementado para um sinal de entrada igual a uma senóide de frequência de 50 Hz.

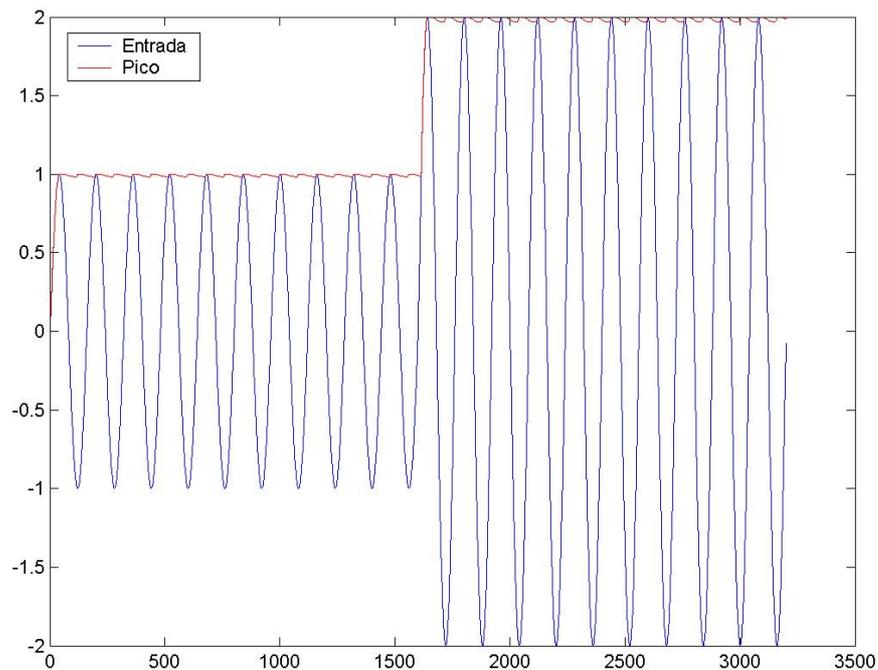


Figura 17 – Medição do pico do sinal de entrada do sistema.

Para a medição do nível rms do sinal, o sistema é mostrado na figura 13 e sua função transferência é descrita na equação (2.19). O sistema foi implementado através da equação diferença (2.18) utilizando o valor do parâmetro tempo médio da equação (2.24)  $tav = 50$ , o que corresponde a  $TAV = 0,0055$ ; dado  $tav$  em milissegundos. A figura 18 apresenta o resultado do sistema implementado para o mesmo sinal de entrada mostrado na figura 17.

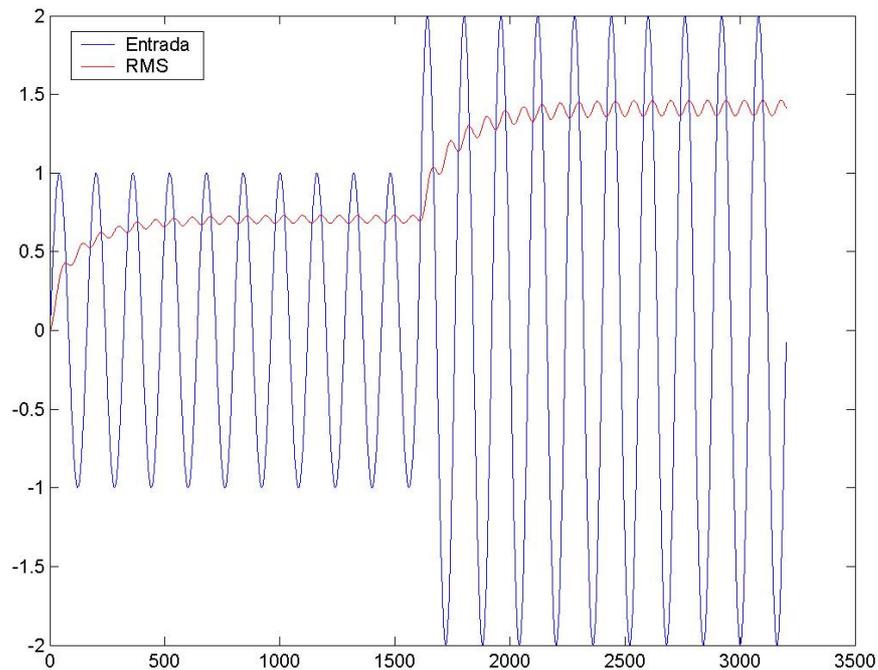


Figura 18 – Medição do nível RMS do sinal de entrada do sistema.

O bloco *Attack/Release Time*, ou de suavização do sinal de controle da figura 9 é realizado através do sistema mostrado na figura 15 cuja função transferência é descrita pela equação (2.21). A figura 19 apresenta o resultado do sistema implementado através da equação diferença (2.20) com valores arbitrários de teste para os tempos de ataque e de *release*, a saber  $ta = 10$ , correspondendo a  $AT = 0,0271$ ; e  $tr = 500$ , logo  $RT = 0,55 \times 10^{-3}$ , sendo  $ta$  e  $tr$  dados em milissegundos.

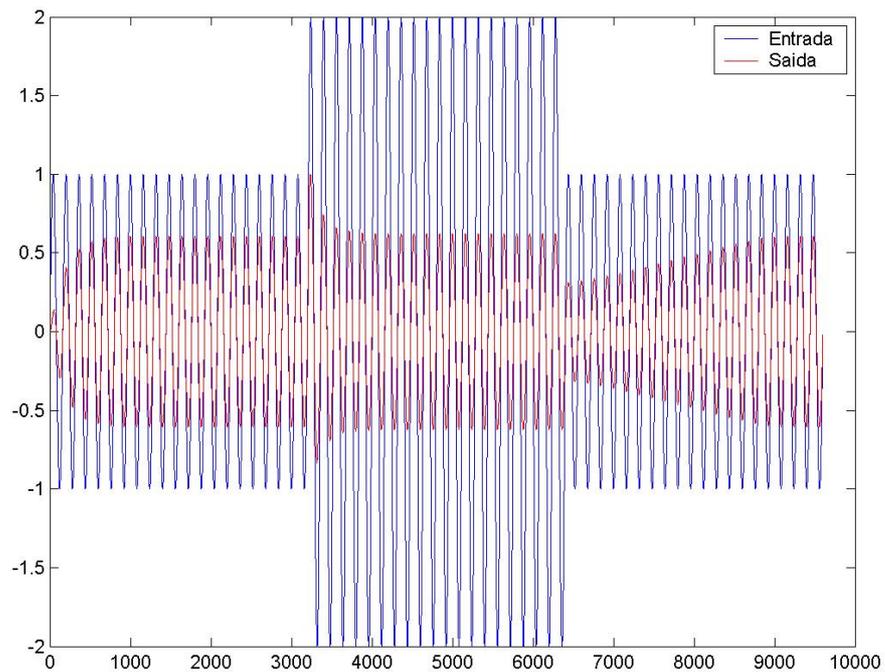


Figura 19 –Tempos de ataque e de *release* do sistema de suavização do sinal de controle.

Do ponto de vista computacional, o bloco *static curve* ou curva estática é o mais complexo uma vez que envolve funções condicionais, representadas por uma chave seletora na figura 16. A figura 20 sintetiza o processamento deste bloco através do fluxograma do seu código.

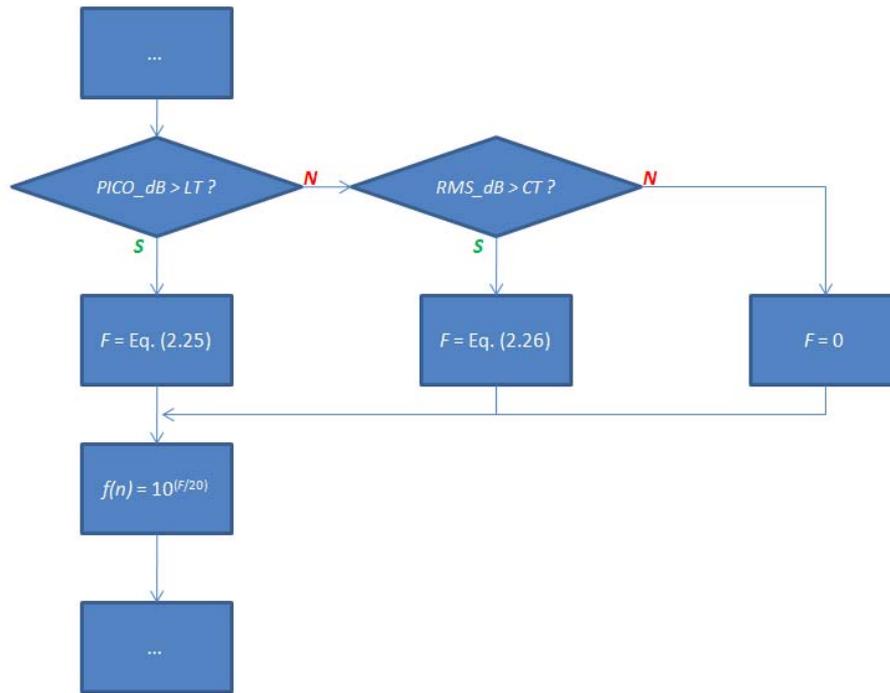


Figura 20 – Fluxograma do código do bloco curva estática.

A figura 21 apresenta o fluxograma completo do programa implementado.

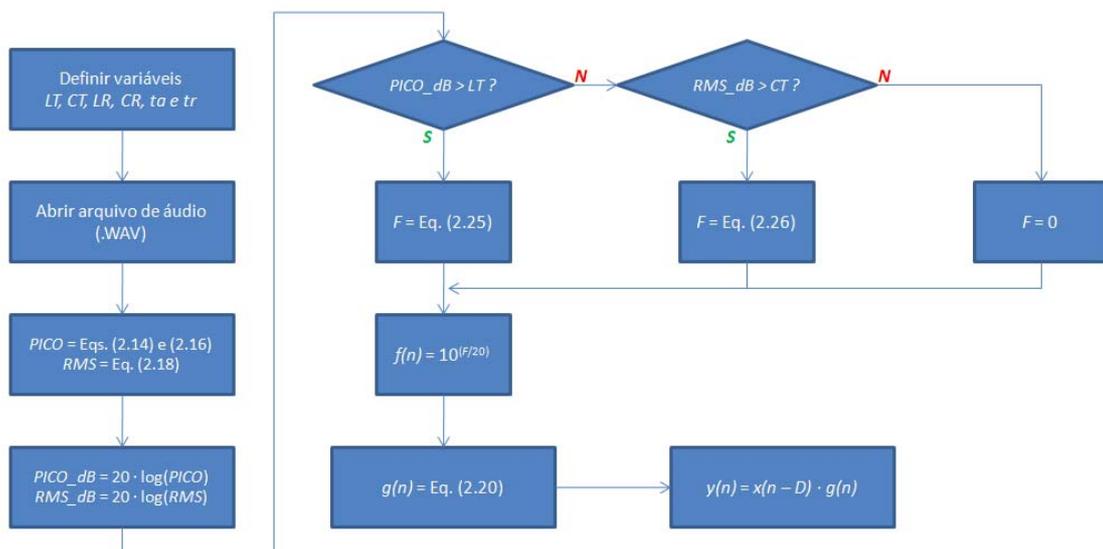


Figura 21 – Fluxograma do código completo implementado.

Os arquivos de áudio no formato WAVE utilizados têm uma frequência de amostragem  $F_s = 8$  kHz, uma vez que é suficiente para o processamento de arquivos de voz.

As figuras 22, 23 e 24 apresentam os resultados obtidos para três sinais de voz diferentes com os mesmos valores para os parâmetros que estão indicados à esquerda das figuras.

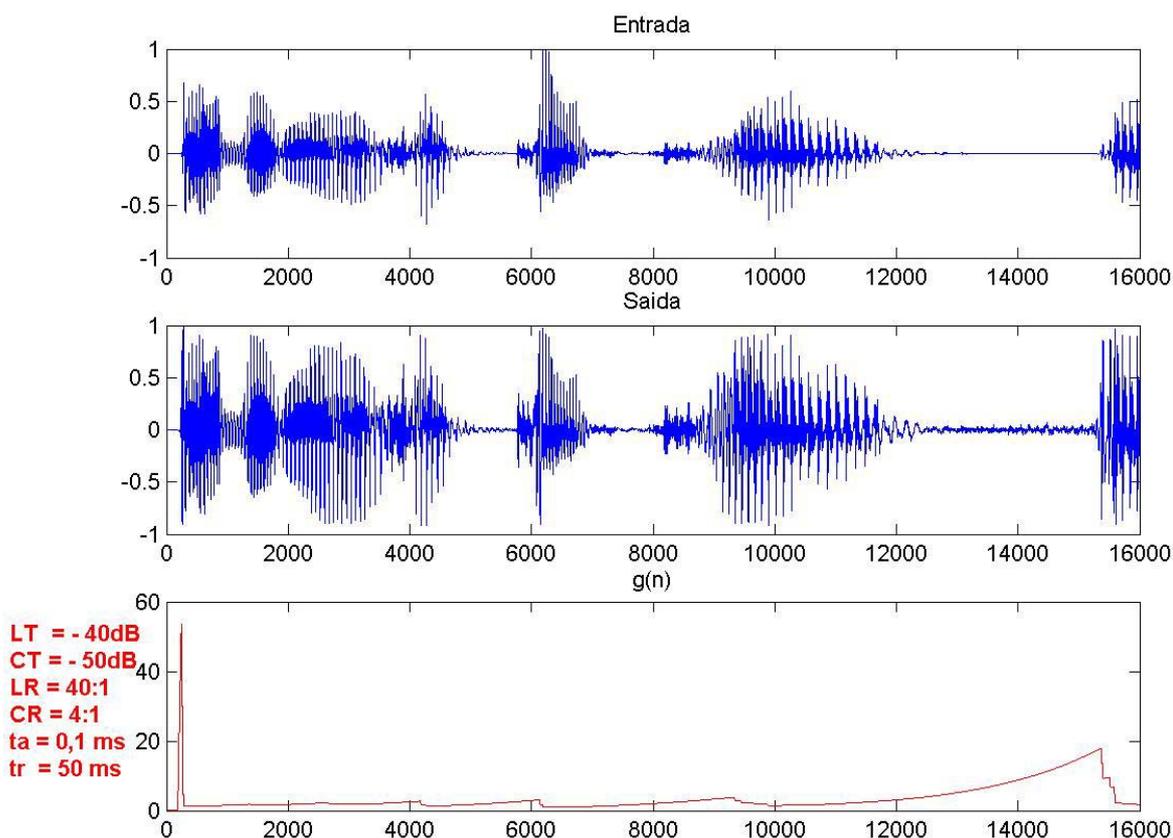


Figura 22 – Resultado do processamento do sinal de voz 1.

A figuras 22, 23 e 24 apresentam três sinais do sistema, a saber, sinal de entrada ( $x(n)$ ), sinal de saída ( $y(n)$ ) e o sinal de controle ou ganho ( $g(n)$ ). Para os parâmetros descritos nas figuras 22, 23 e 24 temos que o limiar do limitador  $LT$  está 40dB abaixo do nível de pico máximo do sinal, nesse caso, 1; Isso corresponde ao valor linear de tensão de 0,01 V, como mostrado na equação (3.1). Então, para os valores de pico acima de 0,01, o sinal de entrada será atenuado com uma taxa de 40:1 dB com tempos de ataque e de *release* de 0,1ms e 50ms, respectivamente. Na região de compressão, ou seja, para os níveis rms do sinal de entrada acima do limiar de compressão  $CT$ , o sinal

de entrada será processado com uma razão de 4:1 dB com os mesmos tempos de ataque e *release* do limitador. O limiar do compressor  $CT = -50\text{dB}$  corresponde a um valor linear de tensão de 0,003, como mostrado na equação (3.2).

$$v = 10^{-40/20} \times 1 = 0,01 V \quad (3.1)$$

$$v = 10^{-50/20} \times 1 = 0,003 V \quad (3.2)$$

Nas figuras 22, 23 e 24 é importante observar o aumento do sinal nas partes de menor amplitude. Na prática, percebe-se que esse processamento proporcionou um aumento na intensidade do som, principalmente em algumas passagens antes quase inaudíveis, como é o caso do intervalo entre as amostras 6000 e 8000 da figura 23.

Como se pode observar nas figuras 22, 23 e 24, o sinal de controle  $g(n)$  apresenta valores máximos maiores que a unidade, isso é necessário para compensar a redução na faixa dinâmica causada pelo processamento (Ballou, 2002).

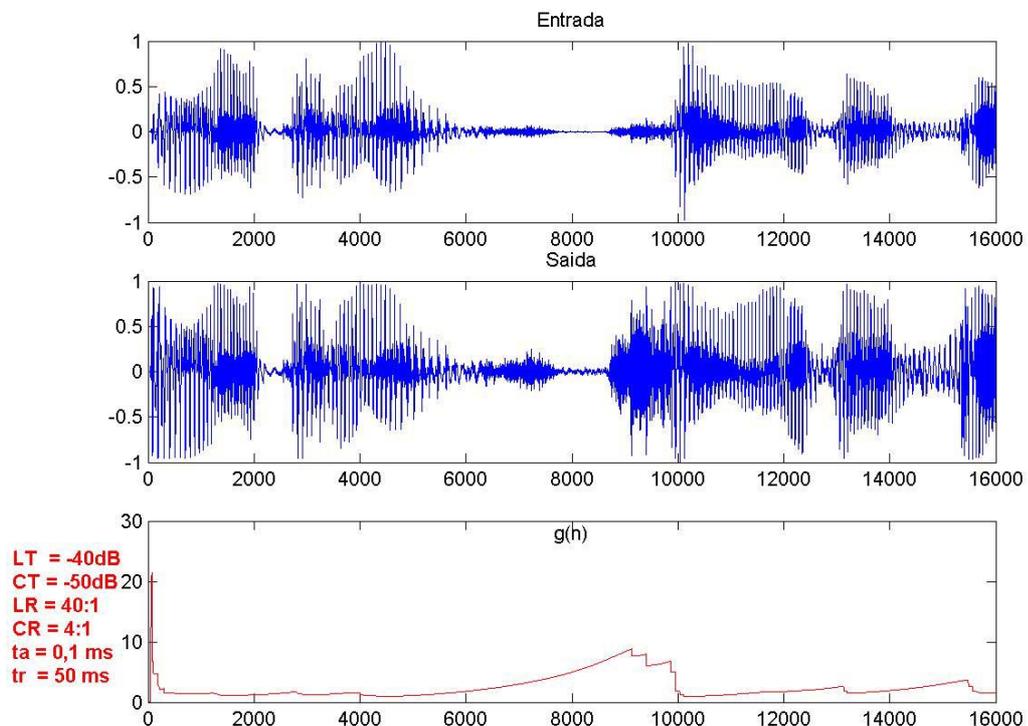


Figura 23 – Resultado do processamento do sinal de voz 2.

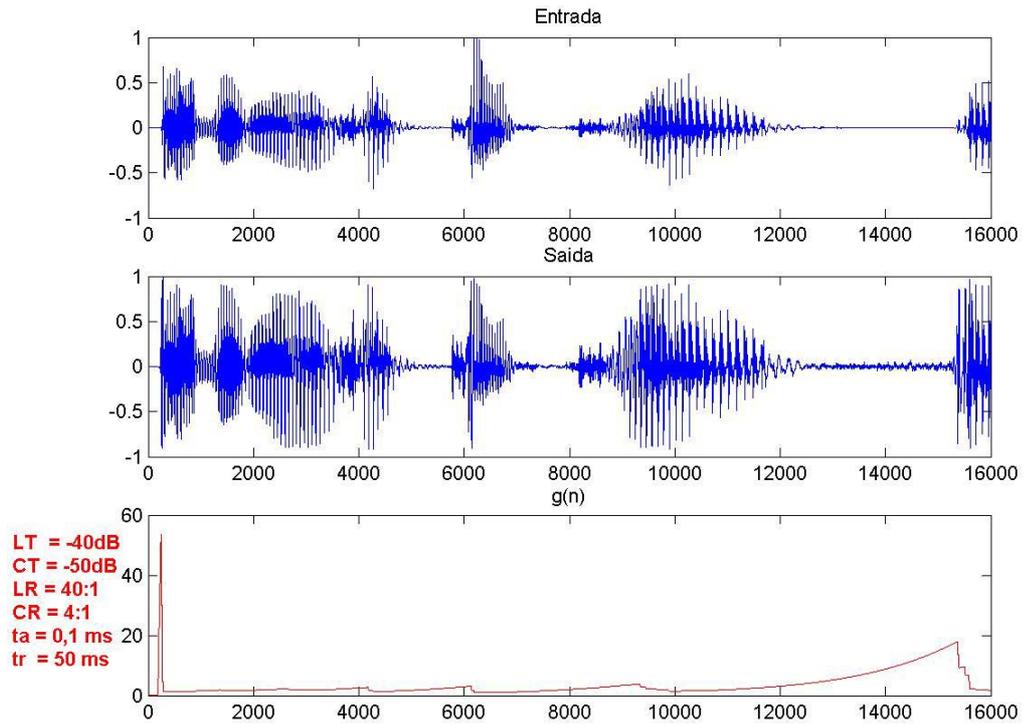


Figura 24 – Resultado do processamento do sinal de voz 3.

## 4 CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou resultados bastante satisfatórios haja vista a obtenção do principal efeito gerado quando se tem um controle de dinâmica apropriado, que é o aumento na intensidade do som sem perda da inteligibilidade. Foi possível perceber, após o processamento, que partes do sinal de áudio pouco audíveis ganharam amplitude suficiente para serem facilmente percebidas; e as partes de maior amplitude do sinal, do ponto de vista audível, tornaram o som mais denso. Importante frisar que um efeito satisfatório não será alcançado caso os parâmetros de ajuste não sejam apropriadamente postos, dessa forma, os resultados alcançados neste trabalho surgiram após várias experiências com os valores desses parâmetros, a saber,  $LT$ ,  $CT$ ,  $CR$ ,  $LR$ ,  $ta$  e  $tr$ .

Por fim, o conhecimento adquirido em disciplinas como Sinais e Sistemas; Processamento Digital de Sinais; e Sistemas de Processamento de Áudio e Vídeo cursadas durante a graduação em Engenharia Elétrica na UFCG, contribuíram sobremaneira para o êxito na realização deste trabalho.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

Zölzer, U. *Digital Audio Signal Processing*. 2ª Edição, 2008, John Wiley & Sons.

Zölzer, U (Editor). *DAFX, Digital Audio Effects*. 1ª Edição, 2002. Josn Wiley & Sons.

Ballou, G. (Editor). *Handbook for Sound Engineers*. 3ª Edição, 2002. Focal Press.

Ballou, G. (Editor). *Handbook for Sound Engineers*. 2ª Edição, 1991. Sams.

Ballou, G. (Editor). *A Sound Engineers's Guide to Audio Test and Measurement*. 1ª Edição, 2009. Focal Press.

Cysne, F. O. C. *Áudio, Engenharia e Sistemas*. 4ª Edição, 1997. H. Sheldon.

Bortoni, R. *Amplificadores de Áudio*. 1ª Edição, 2002. H. Sheldon.

Everest, F. A. *Master Handbook of Acoustics*. 4ª Edição, 2001. McGraw-Hill

Oppenheim, A. V; Schafer, R. W; & Buck, J. R. *Discrete-Time Signal Processing*. 2ª Edição, 1999. Prentice-Hall

Oppenheim, A. V.; Willsky A. S.; & Young I. T. *Signals and Systems*. 2ª Edição. Prentice-Hall

Lathi, B. P. *Modern Digital and Analog Communication Systems*. 3ª Edição, 1998. Oxford University Press.

Kuo, S. M; & Lee, B, H. *Real-Time Digital Signal Processing*. 1ª Edição, 2001. John Wiley & Sons.

de Carvalho, J. M. *Texto didático complementar para o apoio ao ensino da disciplina Análise de Sinais e Sistemas do Curso de Engenharia Elétrica da UFCG/DEE*. Campina Grande, 2002.

Marinus, N. S. de M. L. *Processamento Digital de Sinais Aplicado à Efeitos de Áudio*. Relatório de Trabalho de Conclusão de Curso, DEE-UFCG, 2011.

Matsumoto, É. Y. *Matlab 6.5. Fundamentos de Programação*. 1ª Edição, 2002. Editora Érica.

Rane Corporation (Equipamentos). *Manual de operação do equipamento C4 quad compressor/limiter*. Disponível em: [www.rane.com](http://www.rane.com). Acessado em: 22/02/2011.

Wladnei, D. *Cd de Alinhamento de Sistemas*. CAM

Valle, S. *Cd Áudio Teste: Sinais e Música para Avaliação Eletroacústica*. Áudio Música e Tecnologia.

## APÊNDICE A – SINAIS E SISTEMAS

Em seu sentido mais amplo, um sinal pode ser entendido como uma função de uma ou mais variáveis independentes, cuja variação representa o comportamento de algum fenômeno natural (de Carvalho, 2002). Por exemplo, um sinal de voz seria representado matematicamente pela pressão acústica como uma função do tempo (Oppenheim, Willsky, & Young, 1983).

Um sinal que é especificado para todo valor de tempo  $t$  (figura A.1) é um sinal contínuo no tempo, e um sinal que é especificado apenas em valores discretos de  $t$  (figura A.2) é um sinal discreto no tempo (Lathi, 1998).

Como exemplo de um sinal contínuo no tempo, podemos citar o sinal senoidal, que pode ser representado matematicamente pela equação (A.1).

$$x(t) = A \cos(\omega_0 t + \varphi) \quad (\text{A.1})$$

sendo a frequência  $\omega_0$ , em radianos por segundo, a amplitude  $A$ , a fase  $\varphi$  e a variável independente  $t$ , em segundos (figura A.1).

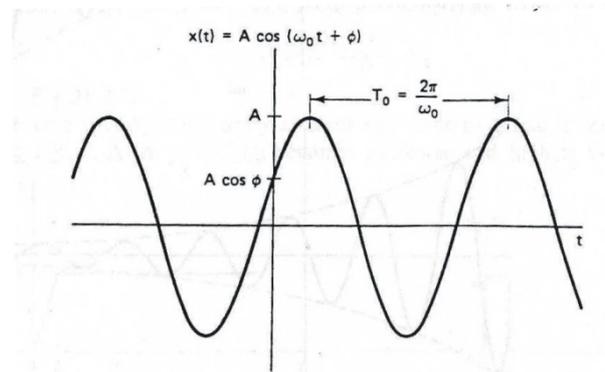


Figura A.1 – Exemplo de sinal contínuo no tempo (Oppenheim, Willsky, & Young, 1983).

Para o caso de um sinal discreto no tempo, podemos citar o mesmo sinal senoidal, cuja representação matemática é mostrada na equação (A.2).

$$x[n] = A \cos(\Omega_0 n + \varphi) \quad (\text{A.2})$$

sendo a frequência  $\Omega_0$ , em radianos, a amplitude  $A$ , a fase  $\varphi$ , em radianos, e a variável independente e discreta  $n$  (figura A.2).

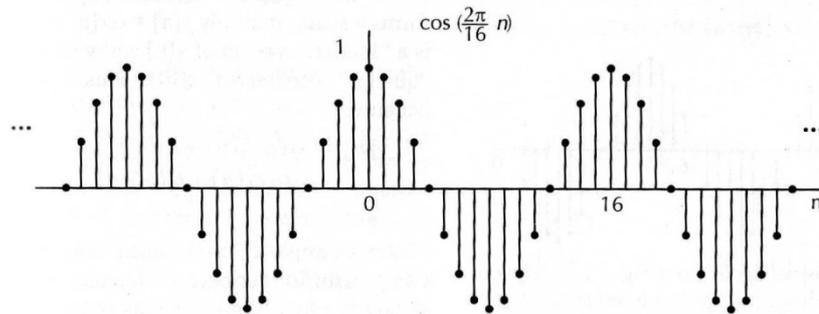


Figura A.2 – Exemplo de um sinal discreto senoidal com frequência de  $2\pi/16$  radianos, amplitude unitária e fase zero (Ballou, 2002).

De acordo com Ballou (2002), o método mais comum para converter um sinal contínuo no tempo,  $x(t)$ , em um sinal discreto no tempo,  $x[n]$ , é amostrar o sinal uniformemente a cada  $T$  segundos, como mostrado na equação (A.3).

$$x[n] = x_c(nT), \quad -\infty < n < \infty \quad (\text{A.3})$$

Isso gera uma seqüência de amostras,  $x[n]$ , onde o valor de  $x[n]$  é o mesmo que o valor de  $x(t)$  sempre que  $t = nT$ , isto é, a cada intervalo de tempo  $T$ .  $1/T$  é conhecido como frequência de amostragem ( $f_s$ ) e é usualmente expressa em Hertz ou ciclos por segundo (figura A.3).

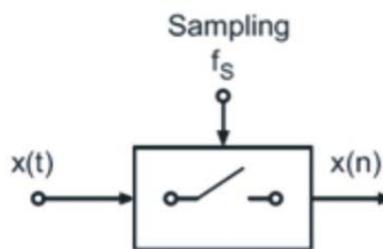


Figura A.3 – Processo de conversão de um sinal contínuo no tempo em um sinal discreto no tempo (Zölzer, 2008)

A frequência de amostragem,  $f_s$  ( $1/T$ ), deve ser pelo menos duas vezes a máxima frequência  $f_M$  que compõe o sinal contínuo no tempo  $x(t)$ , ou seja:

$$f_s \geq 2f_M \quad (\text{A.4})$$

A equação (A.4) é o teorema da amostragem de Shannon (Kuo, & Lee, 2001). Conforme citado por Marinus (2011), Lathi exemplifica que uma senóide com frequência de 60 Hz só pode ser amostrada com frequência de amostragem igual ou superior a 120 Hz, caso contrário, não será possível a recuperação do sinal contínuo original.

Um sistema é um dispositivo que produz transformações em sinais, como ilustrado na figura A.4. Um sistema é caracterizado por sua relação entrada/saída, ou seja, pela transformação que opera em um sinal aplicado à sua entrada, para produzir um outro sinal em sua saída (de Carvalho, 2002). Um sistema pode ser constituído de componentes físicos, como em sistemas elétricos, mecânicos ou hidráulicos (implementação em hardware), ou pode ser um algoritmo que computa uma saída a partir de um sinal de entrada (implementação em software) (Lathi, 1998).



Figura A.4 – Visão geral de um sistema (Marinus, 2011).

Os sistemas podem ser classificados de acordo com suas propriedades, que podem ser, a linearidade, a estacionaridade, a causalidade, a estabilidade, a inversibilidade e a memória. Duas propriedades importantes de sistemas são a linearidade e a estacionaridade.

Um sistema discreto é dito linear, quando a sua relação entrada/saída, ou sua transformação característica  $T[\ ]$ , obedece ao princípio da superposição. Isto significa dizer que  $T[\ ]$  deve satisfazer simultaneamente as propriedades da homogeneidade, ou seja:

$$T[ax(n)] = aT[x(n)] \quad (\text{A.5})$$

e a propriedade da aditividade, isto é:

$$T[x_1(n) + x_2(n)] = T[x_1(n)] + T[x_2(n)] \quad (\text{A.6})$$

para dois sinais quaisquer  $x_1(n)$  e  $x_2(n)$  e uma dada constante  $a$  (de Carvalho, 2002).

Um sistema discreto invariante no tempo (ou invariante ao deslocamento) é um sistema para o qual um deslocamento no tempo da seqüência de entrada corresponde a um deslocamento equivalente na seqüência de saída (Oppenheim, Schaffer, & Buck, 1999). Essa propriedade pode ser expressa matematicamente pela equação (A.7) (de Carvalho, 2002).

$$T[x(n - n_0)] = y(n - n_0) \quad (\text{A.7})$$

Um sistema discreto que possui tanto a propriedade de ser linear, quanto a propriedade de ser invariante ao deslocamento produzirá a mesma seqüência de saída  $y(n)$  em resposta a seqüência de entrada  $x(n)$  independentemente do deslocamento de amostras no tempo imposto à entrada. Tal sistema é dito ser linear e invariante ao deslocamento (LID).

## APÊNDICE B – CONVOLUÇÃO

A convolução é uma operação matemática capaz de expressar a resposta de um sistema LID a uma entrada arbitrária em termos de sua resposta ao impulso unitário (Oppenheim, Willsky, & Young, 1983). A resposta ao impulso é uma identidade do sistema. Uma vez conhecida, podemos dizer que o sistema está identificado ou determinado (de Carvalho, 2002).

Matematicamente, a convolução pode ser expressa pela equação (B.1).

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau)h(t - \tau)d\tau \quad (\text{B.1})$$

para o caso do tempo contínuo, e pela equação (B.2) para o tempo discreto.

$$y[n] = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x[k]h[n - k] \quad (\text{B.2})$$

Nas equações (B.1) e (B.2) a função  $x$  representa o sinal de entrada, a função  $h$  representa a resposta do sistema ao impulso, e a função  $y$  representa a saída do sistema.

A operação de convolução é também representada pelo símbolo  $*$ , como mostrado nas equações (B.3) e (B.4).

$$y(t) = x(t) * h(t) \quad (\text{B.3})$$

$$y[n] = x[n] * h[n] \quad (\text{B.4})$$

## APÊNDICE C – TRANSFORMADA Z

A transformada Z de uma sequência  $x[n]$  é definida pela equação (C.1) (Oppenheim, Willsky, & Young, 1983).

$$X(z) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x[n]z^{-n} \quad (\text{C.1})$$

sendo  $z$  uma variável complexa. A transformada não se define para todos os valores de  $z$ . Aos valores de  $z$  para os quais a transformada converge é dado o nome de região de convergência (ROC) (Oppenheim, Willsky, & Young, 1983).

A linearidade é uma importante propriedade da transformada Z, podendo ser expressa matematicamente pela equação (C.2).

$$ax_1[n] + bx_2[n] \xrightarrow{Z} aX_1[z] + bX_2[z], \text{ ROC contendo } R_1 \cap R_2 \quad (\text{C.2})$$

como indicado, a ROC da combinação linear é, pelo menos, a interseção de  $R_1$  e  $R_2$ . Sendo  $R_1$  e  $R_2$  as ROCs das transformadas Z de  $x_1[n]$  e  $x_2[n]$ , respectivamente.

A transformada Z inversa é definida pela equação (C.3) (Oppenheim, Willsky, & Young, 1983).

$$x[n] = \frac{1}{2\pi j} \oint X(z)z^{n-1} dz \quad (\text{C.3})$$

sendo a integral realizada sobre um contorno fechado no sentido anti-horário com centro na origem ( $z=0$ ). O contorno deve estar contido na ROC.

## APÊNDICE D – FILTROS DIGITAIS

Filtros são uma importante classe de sistemas lineares invariantes no tempo. Estritamente falando, o termo “filtro seletor de frequência” sugere que algumas frequências passam pelo sistema, enquanto as outras são totalmente rejeitadas, porém, em um sentido mais amplo, qualquer sistema que modifique certas frequências em comparação às outras é também classificado como filtro (Oppenheim, Schaffer, & Buck, 1999). Comumente os filtros são utilizados para separar componentes de sinais previamente combinados, como também para extrair informações de sinais e ainda aumentar a qualidade de um sinal. Um filtro digital é um algoritmo matemático implementado em hardware ou software que atua sobre um sinal digital de entrada para produzir um sinal digital de saída. O projeto de filtros digitais envolve as seguintes etapas (Oppenheim, Schaffer, & Buck, 1999): (1) a especificação das propriedades desejadas do filtro, (2) a aproximação das especificações usando sistemas discretos causais, e (3) a implementação do sistema.

Há dois tipos básicos de filtros, resposta ao impulso finita (FIR) e resposta ao impulso infinita (IIR). Um filtro FIR realiza a convolução da entrada com a sua resposta ao impulso. Cada amostra na entrada é tratada como um impulso dando origem a uma saída que é uma cópia da resposta ao impulso do filtro multiplicada por uma constante. Todos os resultados são somados por superposição, resultando na saída do sistema. A figura D.1 mostra a estrutura de um filtro FIR.

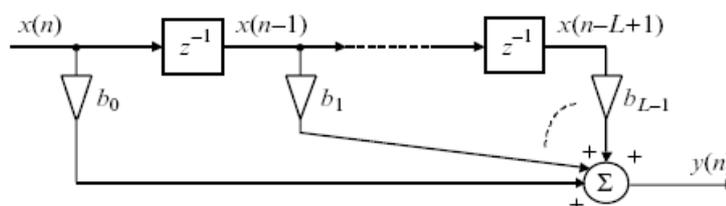


Figura D.1 – Estrutura de um filtro FIR (Kuo, & Lee, 2001).

Na figura D.1 cada seção  $Z^{-l}$  representa o atraso de uma amostra do sinal. O parâmetro  $L$  é a ordem (tamanho) do filtro FIR. A equação diferença geral de um filtro FIR é expressa na equação (D.1).

$$y[n] = b_0x[n] + b_1x[n-1] + \dots + b_{L-1}x[n-L+1] = \sum_{l=0}^{L-1} b_lx[n-l] \quad (\text{D.1})$$

sendo  $b_l$  os coeficientes da resposta ao impulso do filtro FIR. A equação (D.2) mostra a função transferência do filtro definido pela equação (D.1).

$$H(z) = b_0 + b_1z^{-1} + \dots + b_{L-1}z^{-(L-1)} = \sum_{l=0}^{L-1} b_lz^{-l} \quad (\text{D.2})$$

Para um filtro de resposta ao impulso infinita (IIR), ou recursivo, existem várias estruturas possíveis. A figura D.2 apresenta uma dessas estruturas conhecida como forma direta.

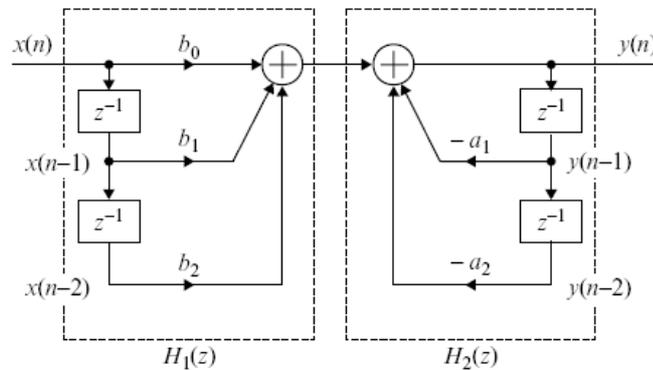


Figura D.2 – Forma direta de um filtro IIR de segunda ordem (Kuo, & Lee, 2001).

A equação diferença geral de um filtro IIR é mostrada na equação (D.3).

$$y[n] = \sum_{l=0}^{L-1} b_lx[n-l] - \sum_{m=1}^M a_my[n-m] \quad (\text{D.3})$$

A função transferência de um filtro IIR é definida pela equação (D.4).

$$H(z) = \frac{\sum_{l=0}^{L-1} b_l z^{-l}}{1 + \sum_{m=1}^M a_m z^{-m}} \quad (\text{D.4})$$