



Laboratório de Acústica Musical e Informática

Depto. de Musica - ECA/USP
Av. Prof. Lúcio M. Rodrigues, 443
Cidade Universitária - CEP: 05508-900
São Paulo - SP - Brasil.
Tel: (11) 3091-4349 e-mail: iazzetta@usp.br
<http://www.eca.usp.br/nucleos/lami/>

**ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE MÉTODOS DE
MEDIÇÃO DE RESPOSTA IMPULSIVA EM SALAS DE
PEQUENO PORTE.**

Relatório Final de Iniciação Científica – FAPESP

Orientador: Fernando Iazzetta

Aluno: Bruno Sanches Masiero

São Paulo, 10 de abril de 2004

Resumo

Este projeto faz uma revisão nas diferentes técnicas de medição da resposta impulsiva acústica para salas de pequeno porte e alguns dos parâmetros físicos para acústica de sala.

É feita uma revisão sobre sistemas lineares e invariantes no tempo e métodos de obtenção da resposta impulsiva acústica, com ênfase no método da seqüência de máximo comprimento e no método desenvolvido recentemente da varredura logarítmica. É feita uma revisão nos parâmetros acústicos para salas, assim como métodos de processamento da resposta impulsiva para sua obtenção.

Um processo de medição da resposta impulsiva acústica baseado no Matlab foi desenvolvido. Este processo e seus algoritmos são descritos. Diversos aspectos da medição da resposta impulsiva acústica são abordados.

Agradecimentos

Aos membros do grupo de pesquisa AcMus.

Ao Prof. Dr. Luiz Baccalá (PTC – EPUSP) pela grande ajuda no decorrer do projeto.

Ao Dr. Swen Müller (Inmetro) por ceder alguma das figuras utilizadas neste relatório.

Sumário

<u>Resumo</u>	<u>i</u>
<u>Sumário</u>	<u>ii</u>
<u>1</u> <u>Introdução</u>	<u>1</u>
<u>2</u> <u>Revisão da Literatura</u>	<u>3</u>
<u>2.1</u> <u>A Resposta Impulsiva</u>	<u>3</u>
2.1.1 <u>Sistemas de tempo contínuo</u>	3
2.1.1.1 <u>Resposta Impulsiva</u>	4
2.1.1.2 <u>Autocorrelação e Correlação Cruzada</u>	4
2.1.2 <u>Sistemas de Tempo Discreto</u>	5
<u>2.2</u> <u>Seqüências de Máximo Comprimento</u>	<u>6</u>
<u>2.3</u> <u>Varreduras Senoidais</u>	<u>8</u>
2.3.1 <u>Construção no Domínio do Tempo</u>	10
<u>2.4</u> <u>Parâmetros Acústicos</u>	<u>11</u>
2.4.1 <u>Tempo de Reverberação (T)</u>	11
2.4.1.1 <u>O Processo Ideal</u>	11
2.4.1.2 <u>A Determinação da Curva de Decaimento</u>	12
2.4.2 <u>Tempo de Decaimento Inicial (EDT)</u>	14
2.4.3 <u>Força Sonora (G)</u>	14
2.4.4 <u>Clareza (C_i)</u>	14
2.4.5 <u>Definição (D_i)</u>	15
2.4.6 <u>Tempo Central (T)</u>	15
<u>2.5</u> <u>Filtros</u>	<u>16</u>
2.5.1 <u>Compensação do Ruído</u>	19
<u>3</u> <u>Métodos de Medição</u>	<u>21</u>
<u>3.1</u> <u>Métodos de Obtenção da Resposta Impulsiva</u>	<u>21</u>
3.1.1 <u>Impulsos</u>	21
3.1.2 <u>Excitação Estática</u>	22
3.1.3 <u>Time Delay Spectrometry (TDS)</u>	22
3.1.4 <u>Varredura Logarítmica</u>	24
3.1.5 <u>Análise por FFT</u>	25
3.1.6 <u>Maximum Length Sequences (MLS)</u>	26
3.1.7 <u>Gravador de Intensidade</u>	27
<u>3.2</u> <u>Correção Espectral</u>	<u>28</u>
<u>3.3</u> <u>Processamento da IR para análise acústica de salas</u>	<u>29</u>
3.3.1 <u>Determinação do início do sinal</u>	30
3.3.2 <u>Determinação do ponto de cruzamento entre decaimento e ruído</u>	31
3.3.3 <u>Compensação para o truncamento da curva de decaimento</u>	31
3.3.3.1 <u>O cálculo da constante C</u>	32
3.3.3.2 <u>Método de Lundeby</u>	33

3.3.3.3	Método de Chu	34
3.3.3.4	Método de Hirata	34
3.4	Métodos de Filtragem	35
3.5	Fator de Crista	37
3.6	Comparação entre Métodos de Medida	39
4	Sistema de Medição	41
4.1	Reprodução e Aquisição de Áudio	42
4.2	Geração e Tratamento do Sinal	43
4.2.1	Geração do Sinal	44
4.2.2	Recepção do Sinal	45
4.2.3	Deconvolução	46
4.2.4	Tratamento da IR	47
4.2.5	Cálculo dos Parâmetros Acústicos	47
5	Resultados	48
5.1	Processo	48
5.1.1	Geração do Sinal	48
5.1.2	Reprodução e Gravação	49
5.1.3	Obtenção da IR	49
5.1.4	Tratamento da IR e Cálculo dos Parâmetros Acústicos	49
5.2	Comparação dos Resultados	50
5.2.1	MLS versus LSF	50
5.2.2	Os Parâmetros Acústicos	52
5.2.3	A Resposta Impulsiva	54
6	Discussão	57
6.1	Continuidade	57
6.2	Sincronismo	58
6.3	Distorção Harmônica	60
6.4	Direcionalidade	64
6.5	Método de Filtragem	64
7	Conclusões	65
8	Referências Bibliográficas	67
	Anexo A	71
	Anexo B	73

1 Introdução

Há mais de cem anos Wallace Clement Sabine iniciou o estudo da “acústica de salas” a partir de um ponto de vista formal, deixando para trás conceitos subjetivos previamente determinados por músicos e tentando substituí-los por parâmetros físicos inerentes à própria sala [1]. Entretanto, até hoje não há um consenso em torno de quais parâmetros são realmente importantes para decidir a qualidade acústica de uma sala.

A resposta impulsiva $h(t)$ e a respectiva função de transferência $H(f)$ descrevem completamente o comportamento de um sistema linear e invariante no tempo (SLIT). A resposta impulsiva (IR) é definida como a resposta de um sistema a um impulso ideal (função delta de Dirac). Excitar uma sala com um impulso apresenta uma baixa relação sinal-ruído (SNR). Por essa e outras razões, os engenheiros de acústica vêm procurando novas alternativas para medir a resposta impulsiva de salas. As principais técnicas atualmente utilizadas para realizar essas medições são a *Maximum Length Sequency* (MLS) e a *Time Delay Spectrometry* (TDS). Uma nova técnica usando varredura logarítmica como sinal de excitação também será analisada neste projeto.

Todos os principais parâmetros acústicos podem ser obtidos da resposta impulsiva da sala, calculada a partir de um conjunto fonte-receptor (geralmente um alto-falante e um microfone) dentro da sala. O tempo de reverberação (T_{60}) – que indica o tempo que a energia de um determinado som leva para decrescer 60dB depois que a fonte de excitação sonora da sala é interrompida – é um dos fatores determinantes da qualidade acústica de uma sala [2, 3, 4]. Outros parâmetros tentam quantificar a clareza e a definição de uma sala.

O projeto temático AcMus (Proc. Fapesp n.o 02/02678-0) concentra-se na investigação de questões relacionadas ao projeto, controle e tratamento acústico de ambientes destinados a atividades musicais. Como parte do trabalho pretende-se investigar os principais aspectos determinantes da qualidade acústica de um ambiente que têm influência na produção e recepção de material musical. O projeto temático enfoca inicialmente a investigação de salas de pequeno porte

para uso musical. O objetivo principal do projeto temático está na produção de um software (AcMus) que será utilizado na investigação, medição e simulação de comportamento acústico em pequenas salas. O sistema será utilizado no projeto e reformulação de salas destinadas à música, bem como na investigação de diversos parâmetros acústicos que influenciam a produção e percepção musical.

Fica a cargo deste projeto de iniciação científica determinar qual método de medição acústica é o mais eficiente para as características do projeto AcMus e criar a fundamentação para a implementação deste método, para que um outro pesquisador membro do projeto temático possa desenvolver um software que automatize este processo de medição.

2 Revisão da Literatura

2.1 A Resposta Impulsiva

Um sistema físico ideal é definido como um sistema fisicamente realizável, que é estável, linear e possui parâmetros de valor constante. Tais sistemas possuem propriedades importantes para uma análise linear, como mostrado a seguir.

2.1.1 Sistemas de tempo contínuo

Um sistema produz uma saída $y(t)$ em resposta a uma entrada $x(t)$. Esta saída depende tanto da entrada como da resposta impulsiva do sistema $h(t)$, que é uma propriedade do sistema.

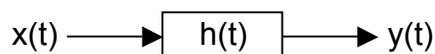


Figura 2.1-1. SLIT Ideal

A operação de convolução relaciona a saída do sistema $y(t)$ a qualquer entrada $x(t)$, por meio da resposta impulsiva $h(t)$:

$$y(t) = x(t) * h(t) = \int_0^{\infty} x(\tau)h(t - \tau)d\tau \quad (2.1 - 1)$$

O limite inferior de integração é zero em razão da *causalidade*, dado que um *sistema fisicamente realizável* não pode produzir uma saída antes que um sinal seja aplicado em sua entrada. A *estabilidade* do sistema limita a saída a sinais finitos para todos sinais de entrada finitos.

O sistema será *invariante no tempo* se seus parâmetros tiverem valor constante. Assim, a resposta do sistema $h(t)$ será constante para qualquer valor de tempo.

Dado que um sistema produza as saídas y_1 e y_2 para as entradas x_1 e x_2 , respectivamente, este sistema será *linear* caso apresente as propriedades de aditividade e homogeneidade, ou seja, para a entrada $c(x_1+x_2)$ fornecer a resposta cy_1+cy_2 , sendo c uma constante qualquer.

Um sistema que apresente estas duas últimas propriedades é chamado de um *sistema linear e invariante no tempo* (SLIT).

2.1.1.1 Resposta Impulsiva

A resposta impulsiva $h(t)$ é definida como a resposta de um sistema ao *impulso ideal* $\delta(t)$.

$$x(t) = \delta(t) \Rightarrow h(t) = y(t) \quad (2.1 - 2)$$

O impulso ideal ou *função delta de Dirac* é definido pela equação

$$\delta(p) = \lim_{\varepsilon \rightarrow 0} \begin{cases} 0, & p < -\varepsilon \\ \frac{1}{2\varepsilon}, & p = 0, \\ 0, & p > \varepsilon \end{cases} \quad (2.1 - 3)$$

que possui as seguintes propriedades:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(p) dp = 1 \quad (2.1 - 4)$$

$$\delta(p) = 0, p \neq 0 \quad (2.1 - 5)$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} f(p) \delta(p - a) dp = f(a) \quad (2.1 - 6)$$

2.1.1.2 Autocorrelação e Correlação Cruzada

As funções de autocorrelação $R_{xx}(t)$ de um sinal e de correlação cruzada $R_{xy}(t)$ entre dois sinais [5] são definidas por:

$$R_{xx}(t) = \int_0^{\infty} x(\tau)x(\tau + t) d\tau \quad (2.1 - 7)$$

$$R_{xy}(t) = \int_0^{\infty} x(\tau)y(\tau + t) d\tau \quad (2.1 - 8)$$

A operação de convolução de 1.1 pode ser expandida, de forma a conter as funções de autocorrelação do sinal de entrada e a correlação cruzada do sinal de entrada com o de saída, obtendo assim a seguinte relação:

$$R_{xy}(t) = \int_0^{\infty} h(\tau)R_{xx}(\tau + t)d\tau = h(t) * R_{xx}(t) \quad (2.1 - 9)$$

Sinais com densidade espectral de potência (DEP) constante, como o ruído branco, apresentam sua função de autocorrelação igual ao impulso ideal.

$$R_{xx}(t) = \delta(t) \quad (2.1 - 10)$$

Esta característica é importante para a técnica de medição MLS que será apresentada mais adiante, uma vez que ela permite que se obtenha a resposta impulsiva do sistema $h(t)$ de forma direta:

$$R_{xy}(t) = \int_0^{\infty} h(\tau)\delta(\tau + t)d\tau = h(t) \quad (2.1 - 11)$$

Qualquer SLIT pode ser completamente descrito pela sua resposta impulsiva (IR) $h(t)$ no domínio do tempo. Esta relação também pode ser descrita no domínio da frequência pela função de transferência $H(f)$, definida por:

$$\begin{aligned} Y(f) &= H(f)X(f) \\ H(f) &= \frac{Y(f)}{X(f)} \end{aligned} \quad (2.1 - 12)$$

em que $X(f)$, $Y(f)$ e $H(f)$ são, respectivamente, as transformadas de Fourier de $x(t)$, $y(t)$ e $h(t)$. Este é um método bastante prático para obter a resposta de um sistema.

2.1.2 Sistemas de Tempo Discreto

Todas as definições anteriores são válidas apenas para sistemas de tempo contínuo. As mesmas propriedades podem ser definidas para a análise de sinais amostrados no tempo [6].

A versão discreta da função delta de Dirac é a *seqüência de impulso unitário*, definida por:

$$\delta(n) = \begin{cases} 1, n = 0 \\ 0, n \neq 0 \end{cases} \quad (2.1 - 13)$$

A seqüência de saída $y(n)$ de um SLIT de tempo discreto é relacionada à entrada $x(n)$ pela resposta ao impulso unitário¹ $h(n)$ via uma convolução linear discreta:

$$y(n) = x(n) * h(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k)h(n-k) \quad (2.1 - 13)$$

Usando a seqüência de impulso unitário $\delta(n)$ como entrada $x(n)$, a resposta do sistema $y(n)$ é igual a IR $h(n)$, que descreve completamente o sistema de tempo discreto.

2.2 Seqüências de Máximo Comprimento

As seqüências de máximo comprimento, do inglês *Maximum Length Sequences* (MLS) são seqüências binárias que podem ser facilmente geradas a partir de um registrador de deslocamento de N-bits, com sua entrada conectada em um circuito lógico 'ou exclusivo' (XOR) de duas ou quatro portas, que por sua vez tem como entrada algumas posições específicas do registrador.

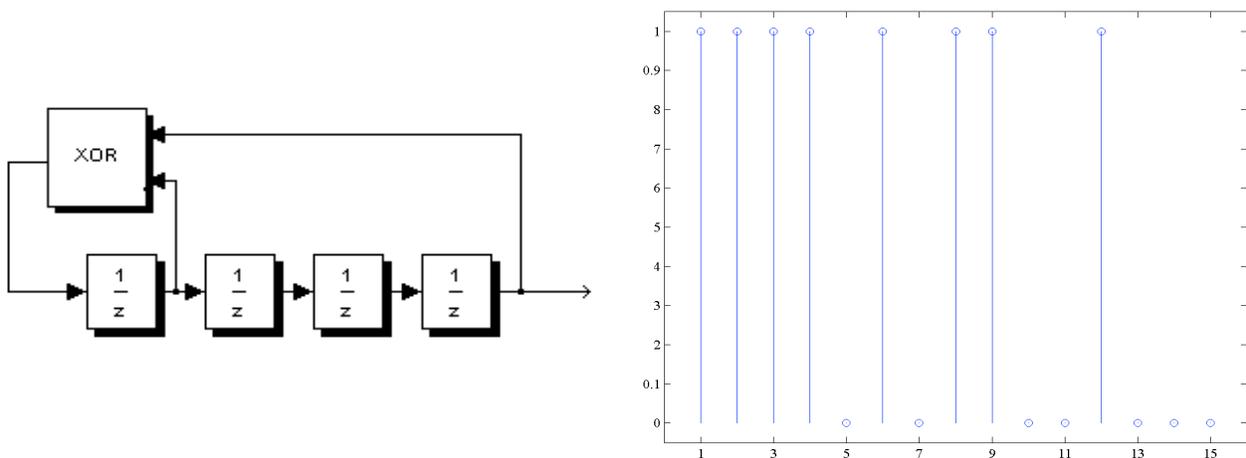


Figura 2.2-2 Gerador pseudo-aleatório de ordem 4, e a seqüência de saída.

¹ A resposta ao impulso unitário também será chamada de resposta impulsiva (IR) de agora em diante. Apesar desta nomenclatura estar matematicamente incorreta, o sentido exato poderá ser inferido pelo contexto.

Fica claro que quando o estado inicial de todos os registradores é zero, o próximo estado será novamente o estado nulo e, portanto, este é um estado inicial indesejado. Usando combinações de realimentação adequadas – estas posições foram extensamente tabeladas, dentre outros por Vanderkooy [7] e Kovitz [8] e listadas no anexo A – garante-se que o registrador irá circular por todos os demais 2^N-1 estados recursivamente, gerando uma seqüência determinística e repetível [9]. Originalmente, a possibilidade de gerar estas seqüências em hardware diminuía a necessidade de memória, o que era muito interessante nas décadas de 70 e 80. Mas nos dias de hoje, a capacidade de memória deixou de ser uma preocupação, sendo mais prático gerar estas seqüências via software.

Alimentar a sala com uma seqüência de impulsos implicaria em pouca energia sendo fornecida à sala, logo é comum manter-se a saída do gerador constante entre uma amostra e outra, o que implica numa deformação do espectro por um $\text{sinc}(x)$, que deve ser posteriormente compensada. A maioria das placas de som hoje disponíveis já possuem um conversor DA que corrige este tipo de efeito, mantendo o espectro aproximadamente plano na banda base (20Hz a 20kHz).

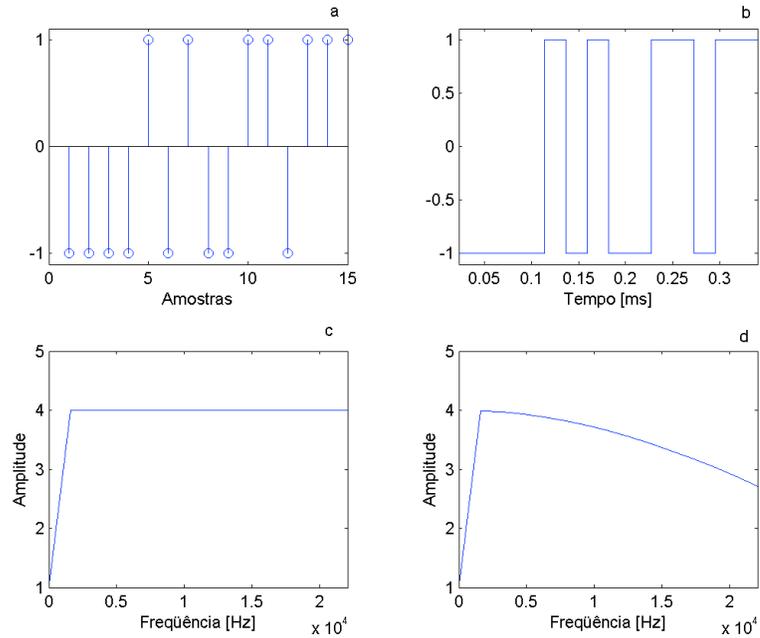


Figura 2.2-3 a) A seqüência MLS de ordem 4. b) Seqüência após conversor DA e “hold”. c) Espectro da seqüência de a. d) Espectro do sinal de b, onde se nota a influência da função “hold” que deve ser corrigida.

Nas aplicações de áudio, a MLS tem seus valores mapeados de (0, 1) para os valores simétricos (1, -1), o que é chamado de MLS simétrica. Isto resulta numa seqüência que possui muito pouca energia DC, o que é importante para aplicações de áudio, uma vez que os alto-falantes respondem apenas a sinais AC.

De acordo com 1.8, o uso de sinais de entrada com espectro branco permite que se obtenha a IR por intermédio da correlação cruzada da entrada com a saída. Para as MLS, esse cálculo pode ser realizado eficientemente por meio da transformada rápida de Hadamard (FHT). Este método é apresentado detalhadamente em Chu[10] e Peltonen [9].

2.3 Varreduras Senoidais

As varreduras senoidais são senóides que têm sua freqüência instantânea variando no tempo. As duas formas de variação mais utilizadas são a linear e a logarítmica.

A varredura linear é chamada por alguns cientistas de “*time stretched pulse*”, que pode ser traduzido por “*impulso espalhado no tempo*”, uma vez que seu espectro é branco. A energia do sinal é “*espalhada*” no tempo de acordo com a fase do espectro, que por sua vez é proporcional ao atraso de grupo. Sua frequência aumenta a uma taxa constante por unidade de tempo.

$$\frac{f_2 - f_1}{T_2 - T_1} = cte \quad (2.3 - 14)$$

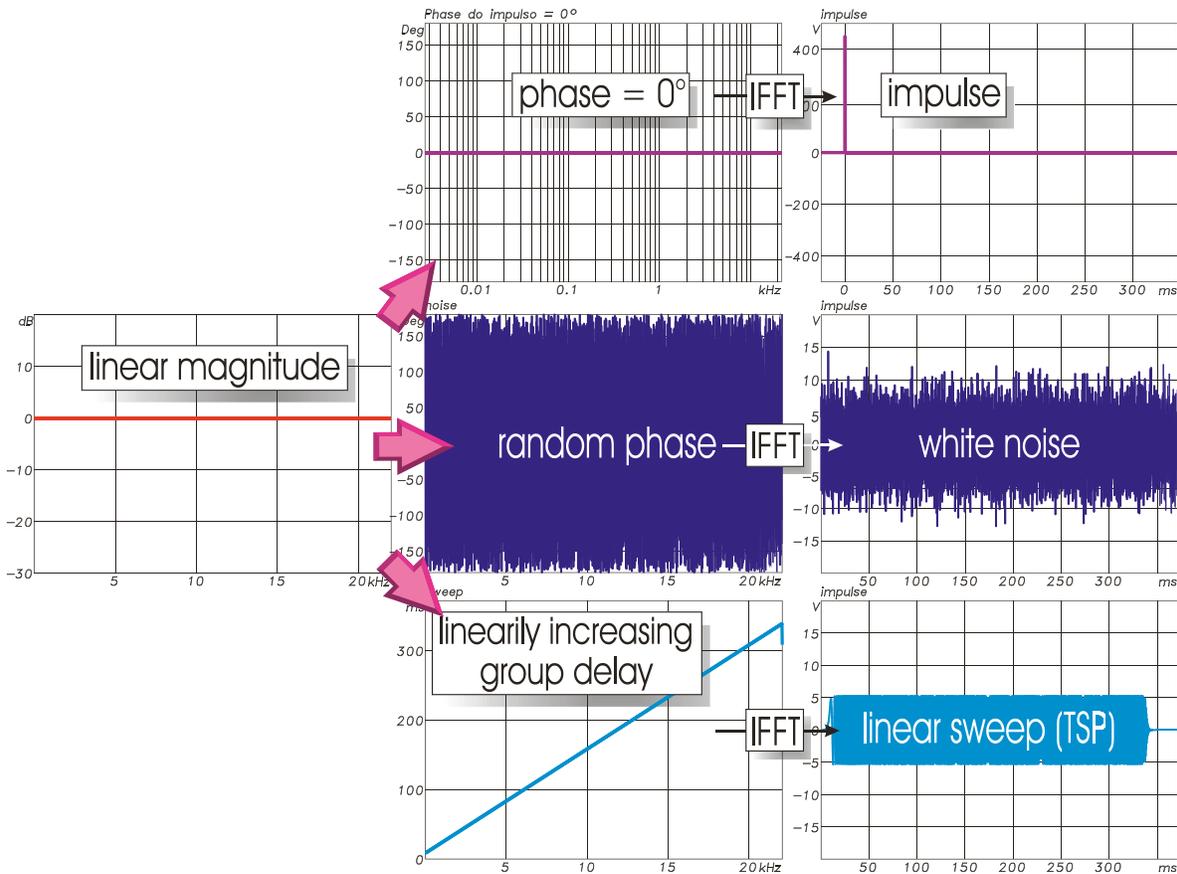


Figura 2.3 Três sinais brancos de fases distintas.

A varredura logarítmica possui um espectro rosa, ou seja, sua amplitude decai de 3dB/oitava. Isto significa que cada oitava do sinal possui a mesma energia. A frequência dobra de valor numa taxa fixa de unidade de tempo.

$$\frac{\log\left(\frac{f_2}{f_1}\right)}{T_2 - T_1} = cte \quad (2.3 - 15)$$

Verifica-se que as varreduras podem ser criadas diretamente no domínio do tempo ou indiretamente no domínio da frequência; sua amplitude e atraso de grupo são criados artificialmente e a varredura obtida via a transformada inversa de Fourier (IFFT). Neste trabalho não será tratada a síntese no domínio da frequência, que está detalhada em [11].

2.3.1 Construção no Domínio do Tempo

As varreduras podem ser facilmente criadas no domínio do tempo discreto. Uma varredura linear tem um valor fixo adicionado à sua fase:

$$\begin{aligned}x(t) &= A\sin(\varphi) \\ \varphi_{i+1} &= \varphi_i + \Delta\varphi + Inc\varphi\end{aligned}\quad (2.3 - 16)$$

Já a varredura logarítmica é gerada multiplicando-se o incremento de fase por um fator fixo:

$$\begin{aligned}x(t) &= A\sin(\varphi) \\ \varphi_{i+1} &= \varphi_i + \Delta\varphi \cdot Mul\varphi\end{aligned}\quad (2.3 - 17)$$

O valor de φ_i para a primeira amostra é zero, enquanto que o valor inicial de $\Delta\varphi$ corresponde ao valor desejado de frequência inicial da varredura:

$$\Delta\varphi_{inicial} = 2\pi \frac{f_{inicial}}{f} \quad (2.3 - 18)$$

O fator $Inc\varphi$ usado na varredura linear depende das frequências inicial e final do sinal, da taxa de amostragem f_s e do número de amostradas a serem geradas N :

$$Inc\varphi = 2\pi \frac{f_{final} - f_{inicial}}{f_s \cdot N} \quad (2.3 - 19)$$

Para a varredura logarítmica, o fator $Mul\varphi$ é calculado por:

$$Mul\varphi = 2^{\frac{\log_2(f_{final} - f_{inicial})}{N}} \quad (2.3 - 20)$$

2.4 Parâmetros Acústicos

A resposta impulsiva acústica é uma função temporal da pressão sonora de um espaço acústico, que resulta da excitação desse espaço por uma função que se aproxima da função delta de Dirac [12].

A resposta impulsiva de um espaço acústico fornece uma descrição precisa desse sistema. Todos os parâmetros acústicos definidos pela norma ISO 3382 [13] são derivados diretamente da resposta impulsiva acústica.

A norma ISO 3381 faz algumas considerações importantes quanto à medição da resposta impulsiva acústica. Por definição, a resposta impulsiva acústica é medida com pares de emissor-receptor. Na acústica de salas, a resposta entre um receptor e um emissor caracteriza o sistema acústico entre a localização exata desses dois itens. Mas a resposta impulsiva não pode usada para caracterizar a resposta de toda a sala.

Média Espacial

A medição da IR de uma sala deve ser realizada em um mínimo de dezoito posições distintas [13], posteriormente obtendo-se a média energética destes IR.

Direcionalidade

A medição da IR de uma sala deve ser realizada usando-se microfones e alto-falantes omnidirecionais [13].

2.4.1 Tempo de Reverberação (T)

O *tempo de reverberação* é definido como o tempo necessário para que o nível de energia sonora caia de 60dB após o sinal de excitação cessar [14].

2.4.1.1 O Processo Ideal

Sabine determinou empiricamente uma relação para o tempo de reverberação, o volume da sala (V) e a área de absorção da sala (A).

$$T_{60} = \frac{0.16V}{A} \quad (2.4 - 21)$$

Numa região de campo difuso², o decaimento ideal $p^2(t)$ é puramente exponencial e dependente da velocidade do som $c = 344 \text{ m/s}$, volume da sala e área de absorção:

$$p^2(t) = p_0^2 e^{-kt}, k = \frac{cA}{4V} \quad (2.4 - 22)$$

Verifica-se a partir das equações (2.4 - 21) e (2.4 - 22) uma relação entre a curva de decaimento ideal e o tempo de reverberação:

$$p^2(t) = p_0^2 e^{-\left(\frac{13.6t}{T_{60}}\right)} \quad (2.4 - 23)$$

2.4.1.2 A Determinação da Curva de Decaimento

Na prática, as curvas de decaimento não são puramente exponenciais por causa principalmente de modos naturais da sala e de ruído. Os modos naturais da sala podem fazer com que certas bandas apresentem decaimento com mais de uma taxa de inclinação.

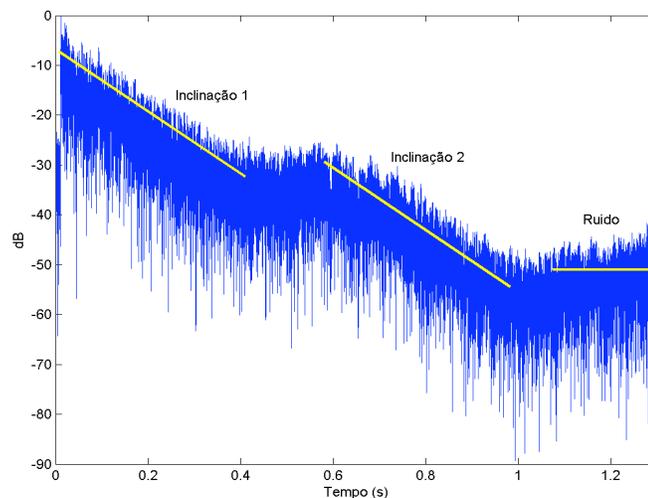


Figura 2.4-5 Efeito de Modos Naturais da Sala

² Para garantir que o receptor esteja numa região de campo difuso, a ISO 3382, 1997

recomenda uma distancia mínima entre fonte-emissor $d_{\min} = 2\sqrt{V/cT_{60}}$.

Já o ruído possui um nível de energia que determina um limite de energia para a curva de decaimento.

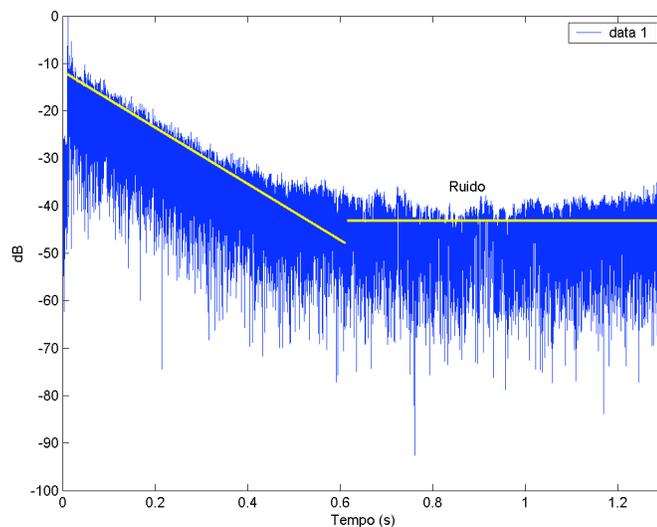


Figura 2.4-6 Efeito do Ruído

Uma vez que o cálculo do T_{60} é baseado num decaimento exponencial, não é necessário que o sinal medido tenha uma faixa dinâmica de 60dB. Usando-se uma escala de decibéis normalizada, basta obter a inclinação do decaimento e extrapolá-la até -60 dB.

Para excluir o efeito do som direto e tomar apenas a influência da reverberação, a norma ISO 3382 recomenda que se ignorem os primeiros 5dB da curva de decaimento. Assim, define-se T_{30} como a extrapolação para 60dB da taxa de decaimento obtida por meio de regressão linear da curva de decaimento no intervalo de -5 dB a -35 dB. Para evitar influência excessiva da energia do ruído, deve-se garantir que o nível de energia do ruído está no mínimo 5dB abaixo do limite do intervalo considerado, ou seja, é necessário que o sinal apresente uma faixa mínima dinâmica de 40dB. Caso isto não possível pode-se calcular o T_{20} no intervalo de -5 dB a -25 dB.

A curva de decaimento é obtida a partir da IR da sala pelo método da *Integração de Schroeder*, da seguinte maneira:

$$E(t) = \int_t^{\infty} p^2(\tau) d\tau = \int_0^{\infty} p^2(\tau) d\tau - \int_0^t p^2(\tau) d\tau \quad (2.4 - 24)$$

Existem diversos métodos para a otimização desta medida, e três deles, Lundeby, Chu e Hirata são mostrados na seção 3.3.3.

2.4.2 Tempo de Decaimento Inicial (EDT)

Assim como o tempo de reverberação já mencionado em 2.4.1, este parâmetro se relaciona diretamente com a curva de decaimento. Sua diferença para o tempo de reverberação é que o EDT considera os primeiros 10dB de decaimento da curva (de 0dB a -10dB).

Apesar de muito similares, o EDT está mais ligado à reverberação percebida pelo ouvinte, enquanto que o tempo de reverberação está mais ligado às propriedades físicas da sala.

2.4.3 Força Sonora (G)

A força sonora é definida como a razão logarítmica entre a pressão sonora medida num ponto e a pressão sonora medida num ponto a 10 metros de distância do primeiro ponto.

$$G = 10 \log_{10} \frac{\int_0^{\infty} p^2(t) dt}{\int_0^{\infty} p_{10}^2(t) dt} dB = L_{pE} - L_{pE,10} \quad (2.4 - 25)$$

2.4.4 Clareza (C_t)

Este parâmetro é uma razão logarítmica entre o nível de energia recebida no princípio e no término do som. Ele deve ser calculado com limite de 50ms 80ms quando se trata de salas para palavra ou 80ms quando se trata de salas para música.

$$C_t = 10 \log_{10} \frac{\int_0^t p^2(t) dt}{\int_t^{\infty} p^2(t) dt} dB \quad (2.4 - 26)$$

Este parâmetro está relacionado com a clareza e definição do som recebido pelo ouvinte, ou o balanço entre clareza e reverberação. Um valor elevado de C_t corresponde à sensação de clareza do som.

2.4.5 Definição (D_t)

Este parâmetro é uma razão logarítmica entre o nível de energia recebida no princípio do som e a energia total do som. Assim como a clareza, ele pode ser medido com $t=50\text{ms}$ ou 80ms , dependendo da finalidade da sala.

$$D_t = 10 \log_{10} \frac{\int_0^t p^2(t) dt}{\int_0^\infty p^2(t) dt} \text{ dB} \quad (2.4 - 27)$$

Este parâmetro é diretamente relacionado com a clareza por:

$$C_t = 10 \log \left(\frac{D_t}{1 - D_t} \right) [\text{dB}] \quad (2.4 - 28)$$

A definição é uma medida da perspicuidade da fala ou da música.

2.4.6 Tempo Central (T)

Corresponde ao centro de gravidade da IR. Seu valor é dado em ms. Um valor pequeno equivale a dizer que a energia do sinal está concentrada em seu início, o que fornece uma sensação de clareza, enquanto um valor elevado indica que a energia do sinal está mais espalhada, fornecendo a sensação de um som mais reverberante.

$$T = \frac{\int_0^\infty t \cdot p^2(t) dt}{\int_0^\infty p^2(t) dt} [\text{ms}] \quad (2.4 - 29)$$

Existem outros parâmetros definidos na norma ISO 3382 que não foram considerados, pois necessitam de equipamentos de medição especializados, que o Laboratório de Acústica Musical e Informática (LAMI) não possui. Entretanto, estes métodos serão implantados pelo aluno de mestrado Fabio Leão em trabalho futuro, após aquisição dos devidos equipamentos de medição.

2.5 Filtros

Como o próprio nome sugere, filtros são SLIT que permitem a passagem de certas faixas de freqüência e rejeitam outras. Geralmente, estes filtros são especificados no domínio da freqüência por uma máscara ou diagrama de tolerâncias [15]. Os parâmetros acústicos tratados em 2.4 são geralmente medidos em faixas de freqüência de uma oitava ou um terço de oitava. Existem duas normas que especificam esses filtros, a ANSI S1.1-1986 (ASA 65-1986) e a IEC 61260:1995.

De acordo com a norma IEC 61260, pode-se usar duas faixas de freqüências centrais para o cálculo dos filtros, as de base G_{10} e G_2 . Estas freqüências são exibidas na tabela 2.5-1. Note que as freqüências nominais marcadas com * são as freqüências centrais usadas para os filtros de oitava de banda.

Tabela 2.5-1 Freqüências Centrais da Norma IEC 61260

X	$G_{10} = 10^{X/10} \cdot 1kHz$ [Hz]	$G_2 = 2^{X/3} \cdot 1kHz$ [Hz]	Nominal
-16	25,12	24,80	25
-15	31,62	31,25	31,5*
-14	39,81	39,37	40
-13	50,12	49,61	50
-12	63,10	62,50	63*
-11	79,43	78,75	80
-10	100,00	99,21	100
-9	125,89	125,00	125*
-8	158,49	157,49	150
-7	199,53	198,43	200
-6	251,19	250,00	250*
-5	316,23	314,98	315
-4	398,11	396,85	400
-3	501,19	500,00	500*
-2	630,96	629,96	630
-1	794,33	793,70	800
0	1000,00	1000,00	1000*
1	1258,93	1259,92	1250
2	1584,89	1587,40	1600
3	1995,26	2000,00	2000*
4	2511,89	2519,84	2500
5	3162,28	3174,80	3150

6	3981,07	4000,00	4000*
7	5011,87	5039,68	5000
8	6309,57	6349,60	6300
9	7943,28	8000,00	8000*
10	10000,00	10079,37	10000
11	12589,25	12699,21	12500
12	15848,93	16000,00	16000*
13	19952,62	20158,74	20000

A norma IEC 61260 fornece um diagrama de tolerância dentro do qual os filtros devem ser projetados. Existem três classes de filtro, sendo que a classe 0 tem especificações menos relaxadas. Essas especificações são dadas em mínimo e máximo de atenuação do filtro, em função de sua frequência central.

Tabela 2.5-2 Diagrama de Tolerância da Norma IEC 61260

Oitava	Oitava	Classe 0		Classe 1		Classe 2	
f/f_m	f/f_m	Mínima	Máxima	Mínima	Máxima	Mínima	Máxima
G^0	G^0	-0,15	0,15	-0,3	0,3	-0,5	0,5
$G^{1/24}$	$G^{1/8}$	-0,15	0,2	-0,3	0,4	-0,5	0,6
$G^{1/12}$	$G^{1/4}$	-0,15	0,4	-0,3	0,6	-0,5	0,8
$G^{1/8}$	$G^{3/8}$	-0,15	1,1	-0,3	1,3	-0,5	1,6
$> G^{1/6}$	$> G^{1/2}$	-0,15	4,5	-0,3	5	-0,5	5,5
$< G^{-1/6}$	$< G^{-1/2}$						
$G^{1/6}$	$G^{1/2}$	2,3	4,5	2	5	1,6	5,5
$G^{1/3}$	G^1	18	∞	17,5	∞	16,5	∞
$G^{2/3}$	G^2	42,5	∞	42	∞	41	∞
G^1	G^3	62	∞	51	∞	55	∞
$> G^{4/3}$	$> G^4$	75	∞	70	∞	60	∞
$< G^{-4/3}$	$< G^{-4}$						

Estas especificações podem ser facilmente atendidas usando-se um filtro passa-faixas Butterworth, com frequência de corte em $f_m \div \sqrt{2}$ e $f_m \times \sqrt{2}$, sendo f_m a frequência central do filtro. A realização destes filtros é discutida na seção 3.4.

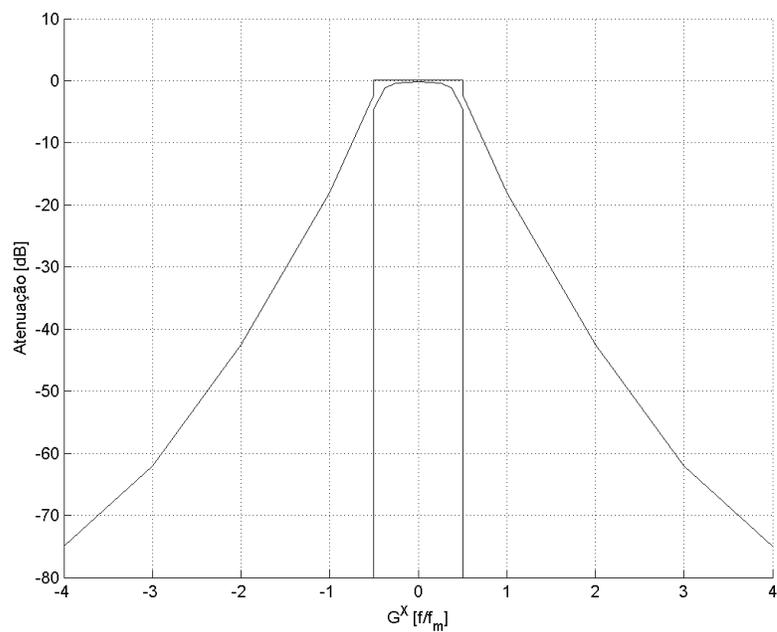


Figura 2.5-7 Diagrama de Tolerância para Filtro de Oitava de Banda da Norma IEC 61260

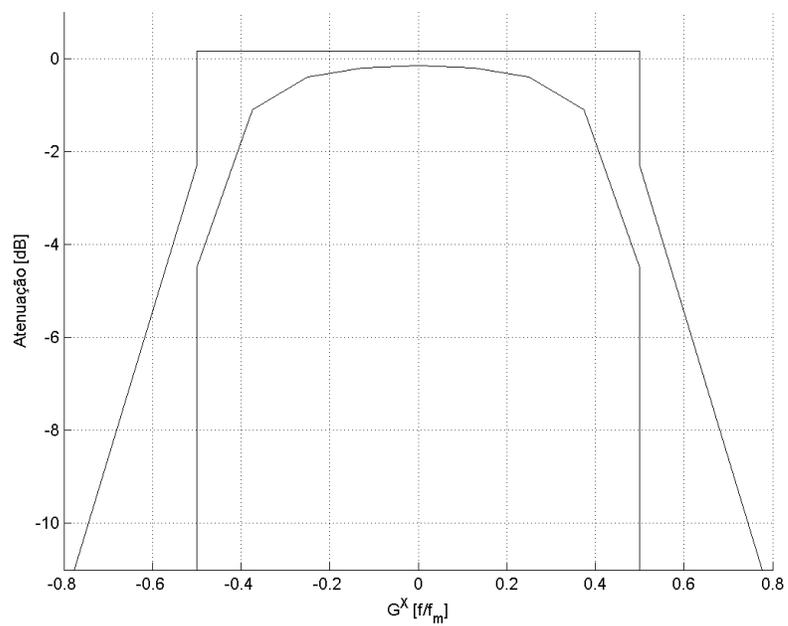


Figura 2.5-8 Detalhe do Diagrama de Tolerância para Filtro de Oitava de Banda da Norma IEC 61260

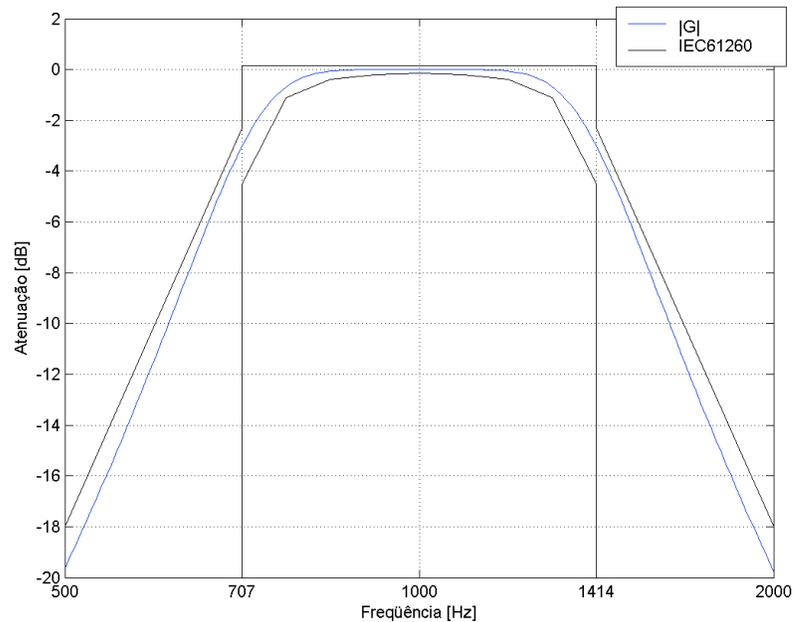


Figura 2.5-9 Exemplo de realização de Filtro de Oitava de Banda Classe 0 da Norma IEC 61260 para a banda de 1kHz com filtro Butterworth de ordem 3.

2.5.1 Compensação do Ruído

É sabido que para a audição humana, a sensação de volume é dependente da freqüência, ou seja, uma mesma pressão sonora gera sensação de volume distinta para diferentes bandas de freqüência. Em geral, a audição humana é muito mais sensível a sons na faixa de 1kHz a 4kHz. Alguns equipamentos de medição acústica usam um filtro para tentar compensar esta característica. A norma IEC 61672:1996 [18] especifica filtros de compensação de classe A, B e C.

O filtro de compensação mais usado é o de classe A, que se aproxima do inverso da curva de isovolume (figura 2.5-11) em 40dB. Com este filtro, a medição passa a ser menos sensível nas regiões de baixa e alta freqüência. As medidas feitas com esta correção devem ter sua unidade expressa em dBA.

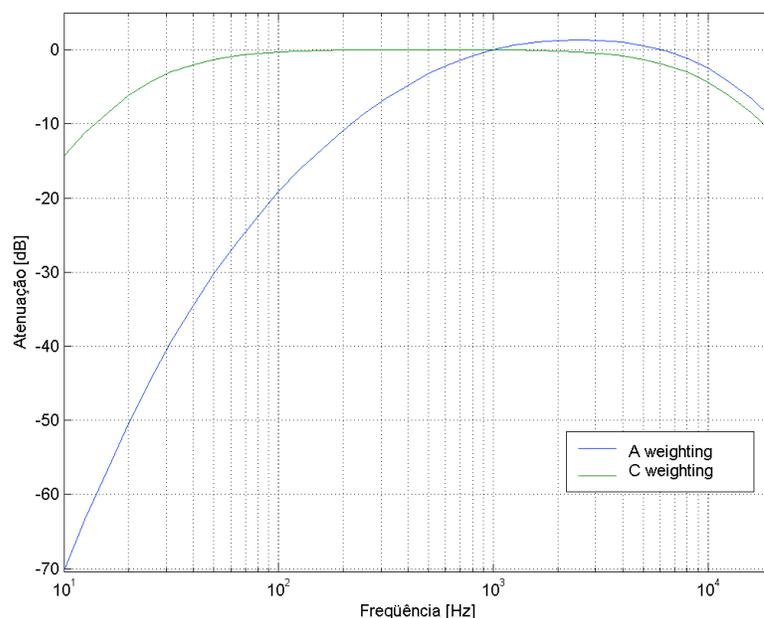


Figura 2.5-10 Filtros de Compensação da norma IEC 61672 de classe A e C

A relação *psicofísica* entre pressão sonora [dB] e percepção de volume [fone] foi estimada por experimentos com voluntários [19]. Esta relação é expressa pelo gráfico de Fletcher-Munson (figura 2.5-11).

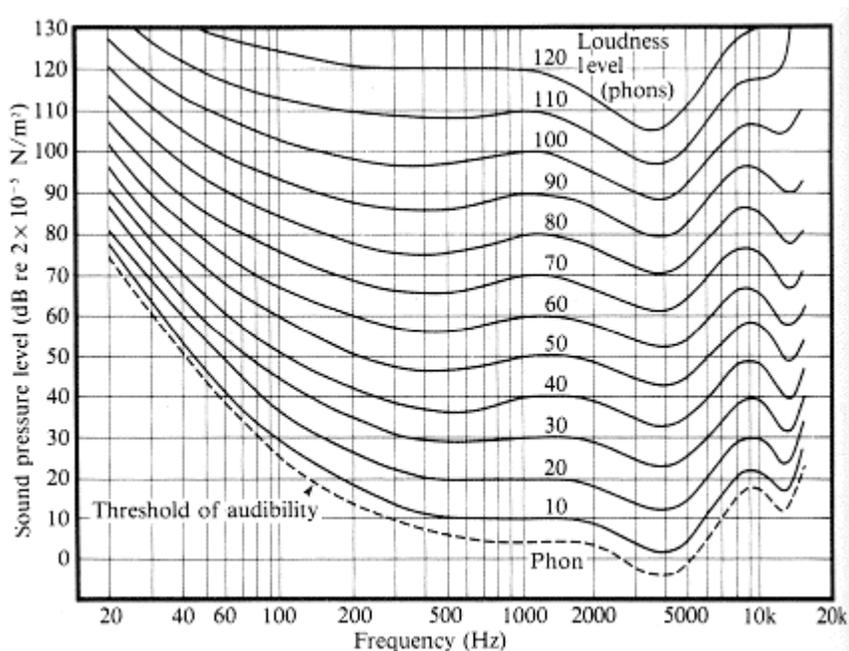


Figura 2.5-11 Curvas de Volume Igual (Fletcher e Munson, 1993).

3 Métodos de Medição

3.1 Métodos de Obtenção da Resposta Impulsiva

Os principais métodos de medição acústica revisados no estudo da bibliografia são descritos a seguir.

3.1.1 Impulsos

A primeira idéia que se tem para obter a resposta impulsiva de uma sala é excitá-la diretamente com um impulso. Este impulso pode ser criado de modo analógico, como com disparos de armas de fogo, por exemplo, mas este método apresenta uma repetibilidade muito baixa. Para melhorar a repetibilidade, o sinal pode ser gerado de modo digital e ser posteriormente convertido para um sinal analógico por um conversor DA. A resposta obtida na sala quando excitada por este sinal já é a própria resposta impulsiva, não sendo necessário nenhum pós-processamento. Para diminuir a influência de ruído na medição, pode-se repetir o impulso periodicamente – tomando o cuidado do período de repetição ser maior que o tempo de reverberação da sala – e realizar uma média temporal das respostas.

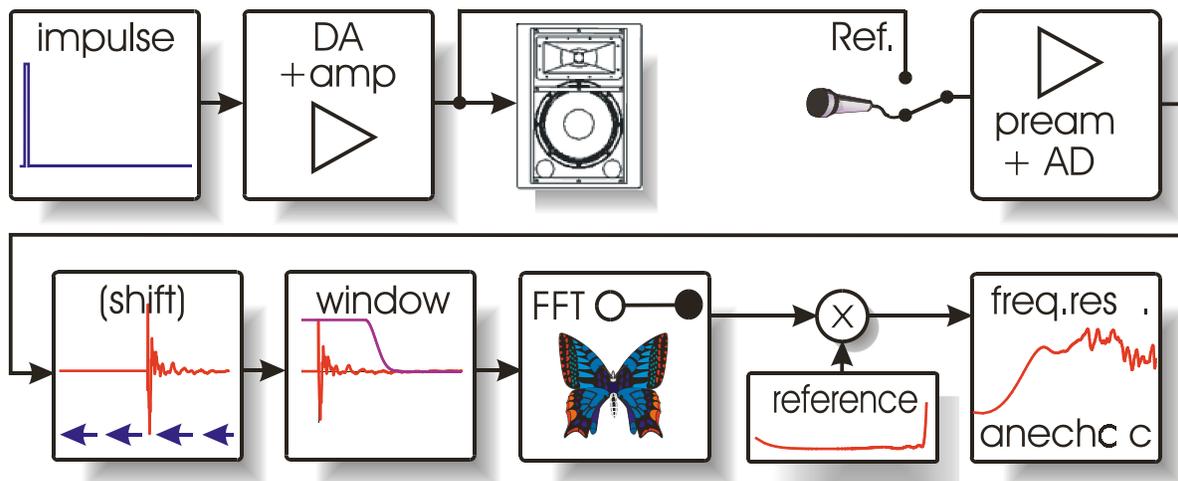


Figura 3.1-1 Esquema do método de medição por impulso.

Este é um método simples e rápido, mas também muito suscetível ao ruído [20]. O resultado sempre irá possuir um erro sistemático, uma vez que na prática é impossível se reproduzir a função delta de Dirac (ver seção 2.1.1.1).

3.1.2 Excitação Estática

Este método pode ser considerado dual ao método do impulso. Ao invés de se mandar um impulso com um espectro que contém todas as frequências de interesse, aqui se excita a sala com uma senóide, com sua frequência variando passo-a-passo. Existem várias possibilidades de atenuar a influência do ruído neste tipo de medição. Pode-se encontrar uma senóide que melhor se aproxime da senóide recebida por meio de um processo iterativo (o que torna o processo ainda mais lento), pode-se filtrar o sinal (haverá a influência do filtro na amplitude final), ou pode-se realizar a sua FFT e verificar a amplitude da fundamental (neste caso, as frequências devem ser múltiplas da frequência de amostragem para se evitar erro de cercamento). Este último método é preferível em relação aos demais, uma vez que a amplitude da fundamental é claramente observável frente ao ruído.

A função de transferência é obtida dividindo-se a amplitude da senóide recebida pela amplitude da senóide enviada nas diversas frequências. O passo de variação destas frequências deve ser definido de acordo com a resolução desejada. Em medições acústicas, a variação de frequência costuma ser logarítmica. Deve-se notar que a resolução neste tipo de medição será muito inferior à das medições com sinais de banda larga. A vantagem deste método se encontra na elevada taxa de sinal-ruído (SNR), uma vez que o sinal de excitação concentra toda sua energia em apenas uma raia de frequência, garantindo boa precisão da medição. Por isso, apesar de demorado, este método é muito útil em medidas de precisão. Com ele também é possível verificar um possível comportamento não linear da sala, uma vez que todas as harmônicas podem ser vistas claramente no espectro do sinal recebido.

3.1.3 Time Delay Spectrometry (TDS)

Seguindo a idéia da excitação estática, podemos agora usar uma senóide com frequência variante no tempo como sinal de excitação. No TDS usa-se uma varredura linear de frequência (seção 2.3).

Segundo Heyser [21], a função de transferência da sala pode ser obtida com um filtro passa-faixa estreito que tem sua frequência central variando na mesma taxa que o sinal de varredura. A implementação de um filtro como este é bastante complicada, logo é comum usar-se um banco de filtros estreitos sincronizados. Para evitar o uso destes filtros, pode-se multiplicar o sinal recebido pelo sinal enviado atrasado no tempo (de forma a compensar o tempo de propagação do som na sala) e posteriormente filtrar o produto por um filtro passa-baixa, como explicado por Muller & Massarani [11]. Com a escolha correta da taxa de variação e da frequência de corte do filtro, componentes provenientes de distorção harmônica são eliminadas da medição – o que permite a esse método realizar medições de sistemas não lineares – assim como o ruído acima da frequência de corte do filtro.

Um outro problema do TDS é o batimento presente em baixas frequências. Como o sinal de excitação multiplicado pelo sinal recebido equivale a um co-seno da soma das frequências e outro com a diferença, na região aguda o termo da soma é filtrado pelo filtro PB, mas nos graves esta soma pode estar muito perto da frequência de corte do filtro, o que acarreta o aparecimento do batimento. Para se corrigir este problema, é sugerido por Vanderkooy [22] e Greiner [23] que se realize a medição num sistema dual, alimentado com um sinal em quadratura, ou seja, realizar uma varredura de co-seno e outra de seno, e depois somá-las. Com isso, a componente de soma é eliminada, restando somente o dobro da componente de diferença. Se os pontos de início das varreduras estiverem perfeitamente sincronizados, a diferença será sempre nula, e com isso a presença do filtro PB torna-se redundante e até inconveniente, uma vez que ele iria eliminar a influência das reflexões da sala na medida.

$$\begin{aligned}
 \cos(x) \cdot [h(f) \cdot \cos(y)] &= h(f) \cdot \left\{ \frac{1}{2} [\cos(x-y) + \cos(x+y)] \right\} \\
 \sin(x) \cdot [h(f) \cdot \sin(y)] &= h(f) \cdot \left\{ \frac{1}{2} [\cos(x-y) - \cos(x+y)] \right\} \\
 \hline
 \cos(x) \cdot [h(f) \cdot \cos(y)] + \sin(x) \cdot [h(f) \cdot \sin(y)] &= h(f) \cdot \cos(x-y)
 \end{aligned}
 \tag{3.1 - 1}$$

O fato de se excitar a sala com dois sinais distintos irá estender o tempo necessário para realizar a medição, mas mesmo assim, se comparado com os demais métodos, o tempo necessário neste caso é ainda consideravelmente pequeno. E esta repetição também implica em melhoria da SNR, uma vez que se realiza uma média temporal do ruído.

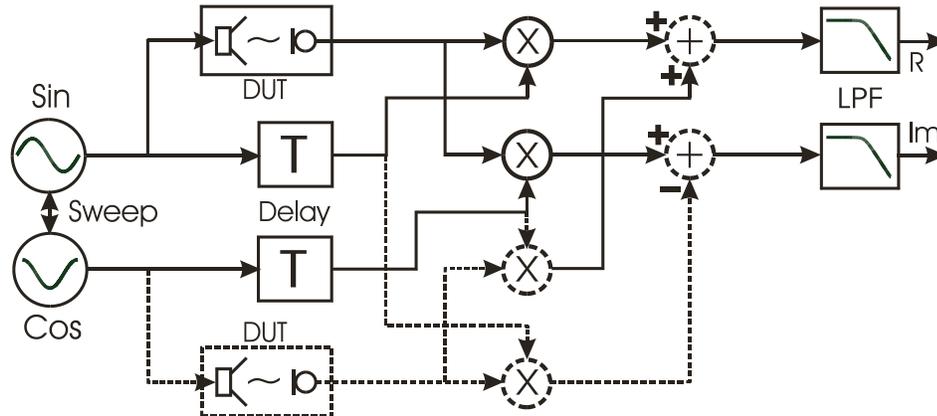


Figura 3.1-2 Esquema de medição do método TDS.

A razão para usar uma variação linear no TDS é que a diferença de frequência entre o sinal direto e as reflexões será constante por toda a medição, mantendo a atenuação dessas componentes também constantes no tempo. Mas a varredura linear possui um espectro branco, o que implica na maioria dos casos numa baixa SNR na região dos graves, já que o sinal fica a maior parte do tempo na região dos agudos, concentrando energia nesta faixa de frequência. Para corrigir este problema e obter-se uma boa SNR em baixas frequências, é necessário tomar um sinal de excitação bastante longo.

3.1.4 Varredura Logarítmica

Existe atualmente a tendência de usar varreduras logarítmicas ao invés de lineares como sinal de excitação, uma vez que elas apresentam uma melhor distribuição da energia no seu espectro – possuem um espectro rosa – para aplicações acústicas [11].

A técnica de construção da varredura logarítmica é discutida na seção 2.3.1. A obtenção da resposta impulsiva se dá da seguinte maneira.

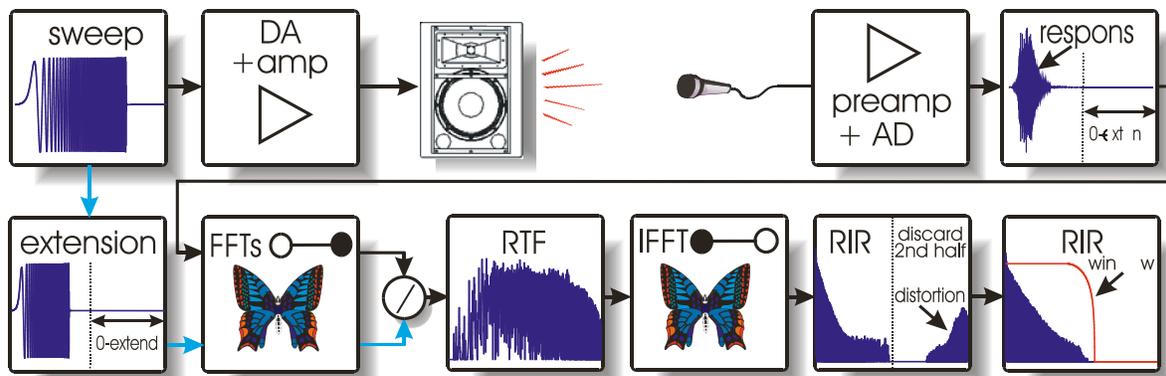


Figura 3.1-3 Deconvolução linear para a obtenção da resposta impulsiva por meio de varredura logarítmica.

3.1.5 Análise por FFT

Esta é a única técnica que permite realizar medições acústicas durante uma apresentação musical, usando como sinal de excitação a própria música que está sendo executada (desde que esteja sendo reproduzida eletronicamente). A obtenção da IR é praticamente igual à do método anterior, baseando-se em comparar o espectro do sinal antes de ser enviado ao ambiente com um sinal capturado na sala em questão, dividindo-se o espectro (deconvolução no domínio do tempo) do sinal capturado pelo espectro do sinal enviado.

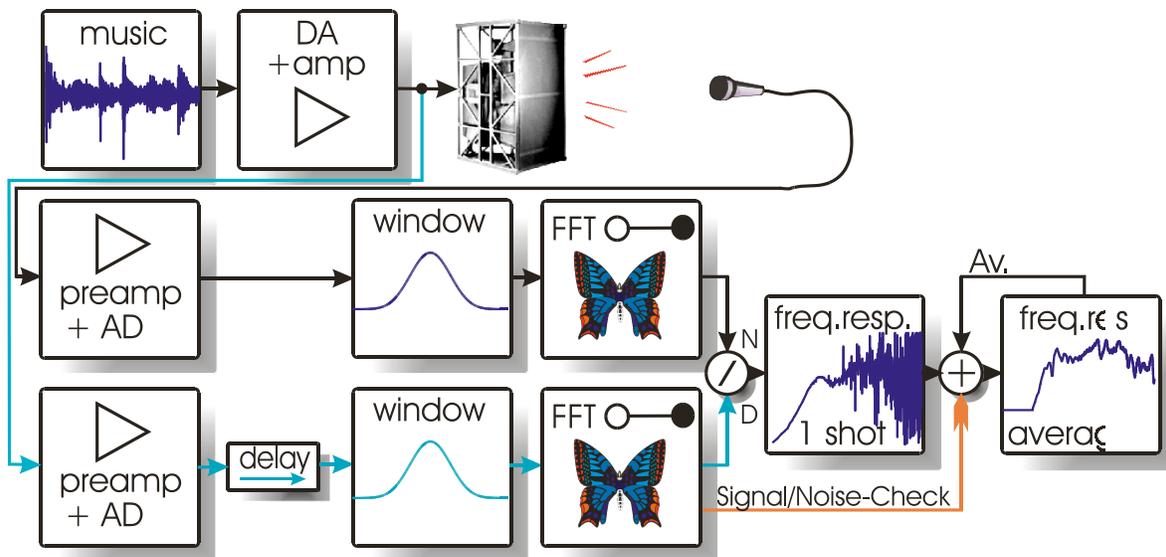


Figura 3.1-4 Obtenção da resposta em frequência com excitação qualquer.

O uso de música como sinal de excitação não é recomendável, devido ao seu comportamento espectral inconsistente, bastante rugoso. Por isto é necessário considerar um longo período de tempo na obtenção do espectro, e ainda assim é necessário realizar uma média com diversas realizações de medida, para obter um resultado consistente. Nota-se que é preferível usar ruído como sinal de excitação, já que este sinal apresenta um comportamento espectral muito mais favorável às medições.

3.1.6 Maximum Length Sequences (MLS)

Seguindo a idéia do uso de ruído, temos o método MLS, que utiliza seqüências pseudo-aleatórias de máximo comprimento (seção 2.2) como sinal de excitação – dentre os ruídos, este é o que fornece a melhor SNR de acordo com [20]. Este método é bastante popular, sendo atualmente o mais utilizado em todo o mundo. Diversos softwares comerciais realizam medidas acústicas usando deste método.

Este cálculo pode ser realizado eficientemente por meio da transformada de Hadamard (FHT), como exemplificado por Chu [10]. Isso era de vital importância nos anos 70 e 80, mas com a atual velocidade dos computadores, a técnica do

MLS já não apresenta uma vantagem tão grande em relação ao TDS, em relação ao tempo de processamento.

O método MLS é bastante vulnerável à não linearidade do meio, tornando seu uso desaconselhável para medição de grandes espaços abertos.

Como o TDS (com taxa de variação linear), o MLS também possui um espectro branco (veja figura 2.4-4), ou seja, menos energia nas baixas frequências, que pode ser contornado com a pré-ênfase do sinal [11].

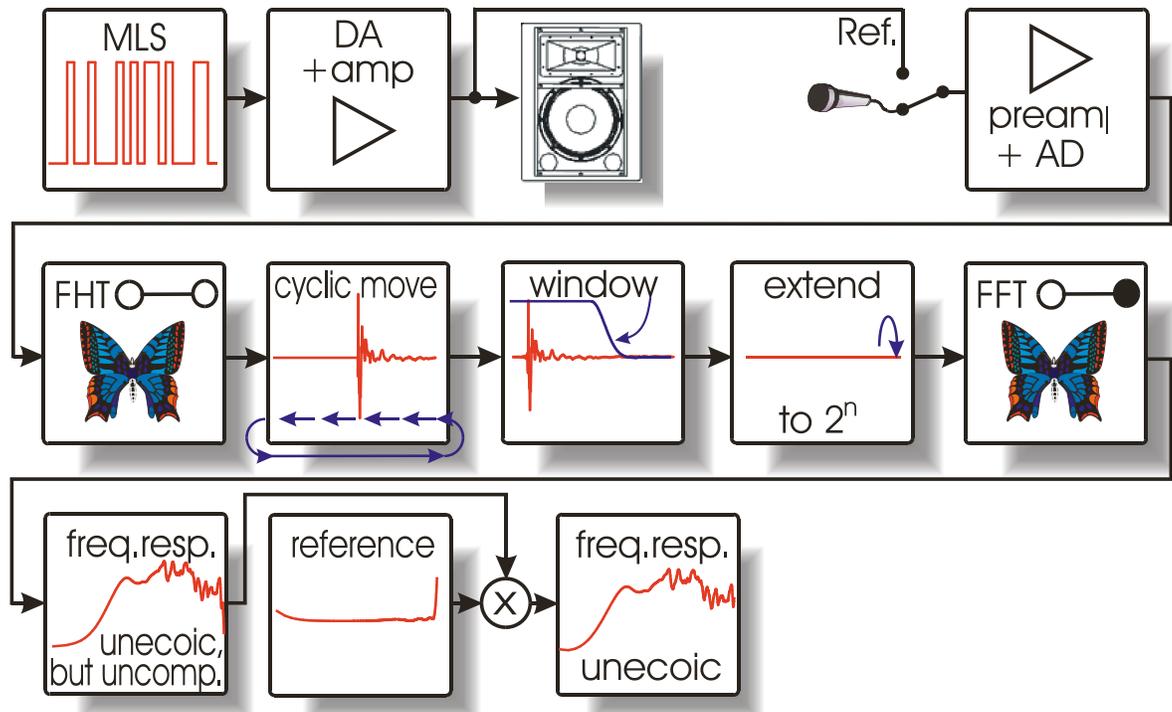


Figura 3.1-5 Esquema do método MLS

3.1.7 Gravador de Intensidade

Apenas como curiosidade, um dos primeiros métodos para medir a função de transferência de uma sala era usando-se um equipamento que gerava uma varredura logarítmica de senoide de forma analógica, e apenas retificava o sinal adquirido, desenhando a envoltória desse sinal numa folha de papel com escala logarítmica. Este método é bastante semelhante ao método 3.1.4, e poderia ser implementado nos dias de hoje de uma forma digital. A sua grande desvantagem é

que ele não fornece informação da fase da função de transferência, impossibilitando a obtenção da IR.

3.2 Correção Espectral

Praticamente todos os métodos apresentados na seção anterior podem ser realizados de forma digital, com o uso de um computador, uma placa de áudio e possivelmente uma mesa de mixagem. Estes equipamentos possuem respostas em frequência características, que alteram o espectro do sinal obtido. É possível reduzir a influência destes equipamentos na medição calculando-se a resposta em frequência destes aparelhos. Para tanto, basta realizar a medição da IR por qualquer método com a saída da placa de áudio ou mesa de mixagem ligada diretamente na entrada da placa de áudio. Este será o espectro de referência do sistema.

Também é possível excluir o efeito da função de transferência do alto-falante fechando o circuito acústico. Isto é feito janelando-se a IR de forma a obter apenas o som direto – excluindo assim todas as reflexões da sala, e com isso a influência da sala na medição. Por FFT, é possível obter a função de transferência do alto-falante, e também deconvolui-la do sinal. Para medição de tempo de reverberação e demais parâmetros para acústica de salas, a coloração do espectro pelo alto-falante não será um grande problema, desde que a função de transferência do mesmo seja aproximadamente linear. Já para medições com o propósito de auralização, a coloração do alto-falante se torna extremamente indesejável.

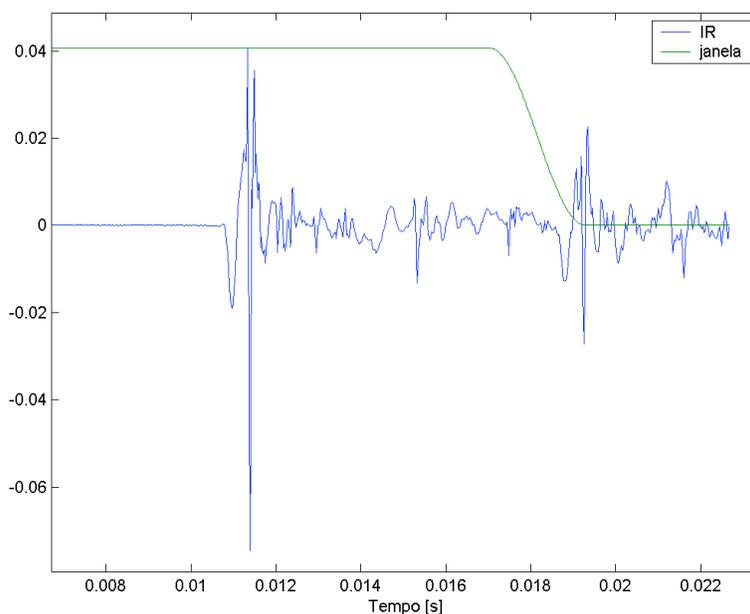


Figura 3.2-6 Som direto e primeira reflexão de uma IR, e uma possível janela para se obter a função de transferência do alto-falante.

3.3 Processamento da IR para análise acústica de salas

As respostas impulsivas obtidas de medições reais diferem bastante das respostas impulsivas teóricas que seriam esperadas, com decaimento verdadeiramente exponencial e sem interferência de ruído. Para o cálculo correto dos parâmetros acústicos da seção 2.4, é necessário “limpar” a IR para evitar erros.

As principais diferenças entre um IR obtido na prática e um IR teórico são:

1. Uma IR real apresenta um atraso antes da chegada do som direto, devido à velocidade de propagação do som.
2. O decaimento pode não ser exponencial, ou conter várias partes com diferentes taxas de decaimento.
3. A IR possui ruído de fundo, o que limita o decaimento a um certo patamar.

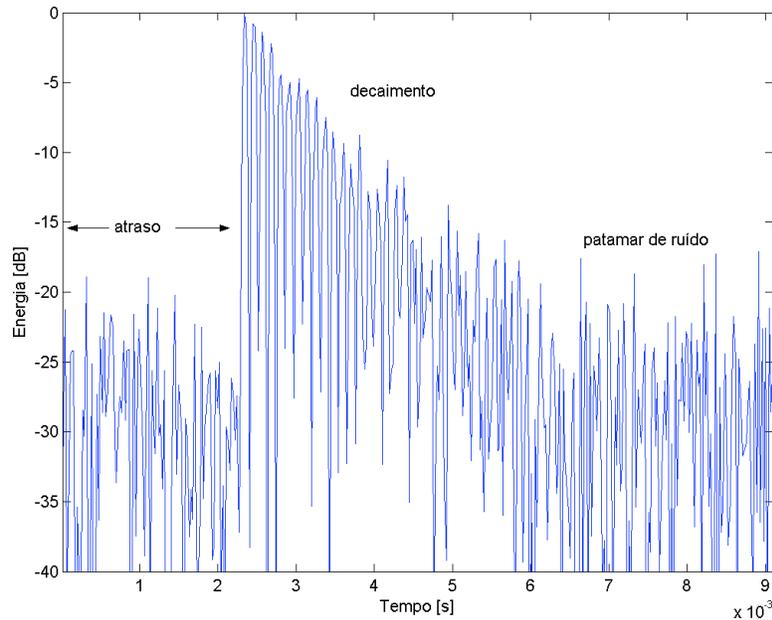


Figura 3.3-7 Envelope de uma IR. Nota-se os efeitos de atraso e ruído citados na seção 3.3.

3.3.1 Determinação do início do sinal

Por causa de atrasos de propagação do sistema, principalmente o atraso que se deve ao tempo que o som leva para ir do alto-falante ao microfone, o som direto não chega exatamente no início da medição da IR. Uma estimativa inicial deste atraso pode ser dada pela distância entre alto-falante e microfone, mas este método é bastante impreciso.

$$d[m] = \frac{t_{atraso}}{v_{som}} \quad (3.3 - 2)$$

$$t_{atraso}[amostras] = \frac{d \cdot v_{som}}{f_{amostragem}} \quad (3.3 - 3)$$

A norma ISO 3382 fornece a seguinte recomendação: “O início do som direto deve ser determinado a partir da resposta impulsiva de banda larga, como o ponto onde o sinal é significativamente maior que o ruído de fundo, e é 20dB menor que valor máximo da IR”.

3.3.2 Determinação do ponto de cruzamento entre decaimento e ruído

Como pode ser visto nas figuras 2.4-5, 2.4-6 e 3.3-7, deve-se tomar grande cuidado com o limite da SNR presente nas medições acústicas. A subestimação do efeito do ruído pode causar um erro sistemático na obtenção da curva de Schroeder. A norma ISO 3382 propõe que se estabeleça o limite de integração superior da curva de Schroeder no ponto de cruzamento entre a assíntota de decaimento da IR e o nível de ruído, e que o limite de integração superior da curva de Schroeder seja tomado num ponto 10dB acima do ponto de cruzamento determinado. Desta forma, minimiza-se a energia de ruído presente na curva de Schroeder.

A determinação do ponto de cruzamento tem um efeito considerável na curva de decaimento. Se o ponto de truncamento escolhido estiver muito antes do ponto de cruzamento, a curva irá decair muito cedo, resultado num tempo de decaimento subestimado, e vice-versa.

3.3.3 Compensação para o truncamento da curva de decaimento

Nota-se que devido ao truncamento da seqüência, a curva de Schroeder quando truncada termina de forma abrupta. A norma ISO 3382 propõe que seja usada uma constante de compensação, de forma a diminuir o erro sistemático causado pelo truncamento do sinal.

$$E(t) = \int_t^T p^2(\tau) d\tau + C \quad (3.3 - 4)$$

Existem também outros métodos que tentam minimizar o efeito do truncamento, como o método de Lundeby, ou da presença de ruído, como o método de Chu e o método de Hirata.

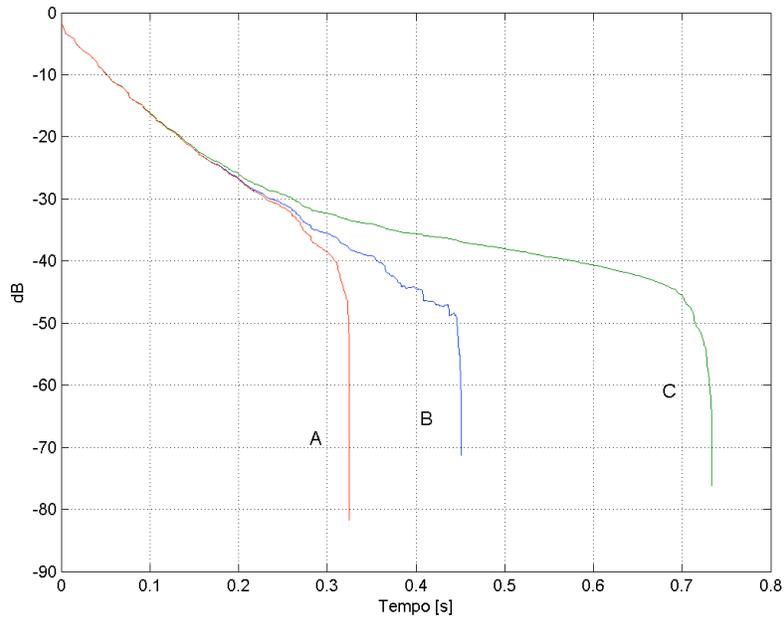


Figura 3.3-8 Curva de Schroeder a) obtida pelo método de Lundeby; b) obtida pelo método de Chu; e c) sem truncamento ou compensação.

3.3.3.1 O cálculo da constante C

O resultado mais confiável é obtido quando a constante C é calculada assumindo-se decaimento exponencial com a mesma taxa de decaimento obtida entre t_0 e T, em que T é o ponto de truncamento da integração e t_0 é um ponto num nível 10dB acima do valor em T [13].

Esta taxa de decaimento deve ser obtida por meio de regressão linear da curva de decaimento em dB. Desta aproximação temos:

$$at + b = 10\log(d \cdot e^{-kt}) \quad (3.3 - 5)$$

$$a = 10\log(e) \cdot k \quad (3.3 - 6)$$

$$b = 10\log(d) \quad (3.3 - 7)$$

A constante d aparece durante a conversão de escala linear para a escala logarítmica.

$$C = \int_T^\infty p^2(t)dt = \int_T^\infty p_0^2 de^{-kt} dt = p_0^2 d \frac{e^{-kT}}{k} \quad (3.3 - 8)$$

Pode-se verificar pela figura 3.3-8 que a influência desta correção é bastante pequena.

3.3.3.2 Método de Lundeby

Lundeby [24] propôs um algoritmo para determinação automática do nível de ruído de fundo, do ponto de truncamento e a taxa de decaimento da IR. Os passos do algoritmo são:

1. Toma-se a média da curva da IR elevada ao quadrado em intervalos de 10 a 50ms, o que fornece uma curva mais “lisa” para o uso da regressão linear.
2. Faz-se uma primeira estimativa do ruído de fundo usando um segmento que contenha os 10% finais do IR.
3. A taxa de decaimento da IR é estimada por regressão linear das médias locais entre o pico e o primeiro intervalo 5dB a 10dB acima do valor estimado para o ruído de fundo.
4. Estabelece-se um ponto preliminar de cruzamento na intersecção da assíntota do decaimento e do nível de ruído.
5. Determina-se um novo intervalo para realização das médias. Este intervalo é calculado de forma a ter-se de 3 a 10 intervalos a cada 10dB de decaimento.
6. Obtêm-se as médias da IR elevada ao quadrado nestes novos intervalos.
7. Determina-se um novo valor para o nível de ruído de fundo. O novo segmento a ser avaliado deve iniciar num ponto que corresponda a um decaimento de 5dB a 10dB após o ponto de cruzamento, ou um mínimo de 10% do tamanho total da IR.
8. A taxa de decaimento tardia para a obtenção da constante C pode ser obtida neste instante, pela regressão linear das médias contidas no intervalo de 10dB a 20dB acima do ponto de cruzamento até o ponto de cruzamento.
9. Encontra-se um novo ponto de cruzamento entre o nível de ruído e a assíntota do decaimento.

Repetem-se os passos de 5 a 9 até o ponto de cruzamento convergir ou atingir-se o número máximo de iterações.

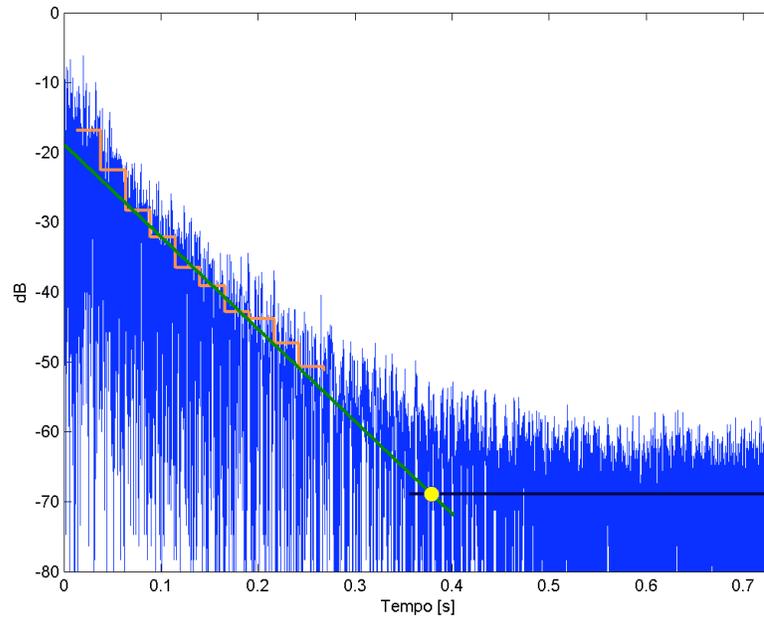


Figura 3.3-9 O método de Lundebly.

3.3.3.3 Método de Chu

Chu [25] propôs um método para a minimização da interferência do ruído na obtenção da curva de Schroeder. Esse método consiste de subtrair da curva de resposta impulsiva elevada ao quadrado o valor da média dos valores quadráticos (RMS) do ruído antes de se calcular a integração reversa de Schroeder.

Se o ruído for estacionário e a estimativa do nível do ruído for boa, o resultado da integral reverso de Schroeder fica bastante próximo da curva de decaimento ideal (vide figura 3.3-8).

3.3.3.4 Método de Hirata

Hirata [26] propôs outro método simples para melhorar a SNR da curva de Schroeder, substituindo a IR elevada ao quadrado pelo produto de duas IR medidas separadamente na mesma posição.

$$\begin{aligned}
 \int_t^\infty p^2(t)dt &\Rightarrow \int_t^\infty [p_1(t) + n_1(t)][p_2(t) + n_2(t)]dt = \\
 \int_t^\infty [p_1(t)p_2(t) + p_1(t)n_2(t) + p_2(t)n_1(t) + n_2(t)n_1(t)]dt &= \quad (3.3 - 9) \\
 \int_t^\infty [p_1(t)p_2(t)]dt + K(t) &\approx \int_t^\infty p^2(t)dt + K(t)
 \end{aligned}$$

As medidas consistem das respostas p_1 e p_2 e seus respectivos ruídos n_1 e n_2 . Como p_1 e p_2 são altamente correlacionados, eles fornecem valores positivos equivalentes à p^2 . Se o ruído afetando estas medidas for **não correlacionado**, ele será visto como uma variação aleatória K superposta ao primeiro termo, fornecendo um resultado para a integral reversa de Schroeder bastante próximo da curva de decaimento ideal.

3.4 Métodos de Filtragem

Como dito na seção 2.5, Os parâmetros acústicos tratados em 2.4 são geralmente medidos em faixas de frequência de uma oitava ou um terço de oitava. Estes filtros podem ser realizados de forma digital usando os coeficientes de um filtro Butterworth na sua forma direta II (função “filter.m” do Matlab).

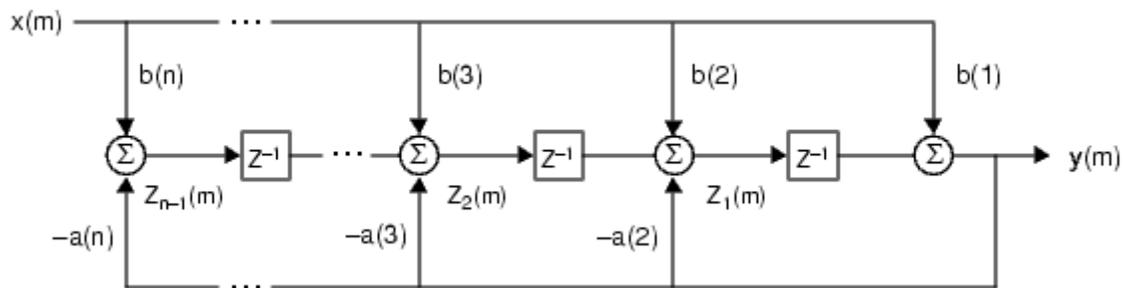


Figura 3.4-10 Estrutura de um filtro IIR na forma direta II.

Estes filtros possuem resposta causal, que acarreta atrasos na saída do filtro, os quais podem interferir no cálculo dos parâmetros acústicos por bandas de frequência.

Peltonen [9] propõe que se realize a filtragem invertida no tempo do sinal, ou seja, inverte-se a seqüência antes de filtragem, realiza-se a filtragem e posteriormente inverte-se novamente a seqüência. A inversão da seqüência no tempo não altera o módulo do espectro do sinal ($h(-n) = X^*(f)$) que será filtrado. De fato, este processo faz com que o transitório do filtro que antes estava no início do sinal vá para o seu fim, que é uma região de menos importância do sinal.

É possível realizar um filtro não causal filtrando-se o sinal no sentido direto e depois no sentido inverso, ou vice-versa (realizado pela função “filtfilt.m³” do Matlab).

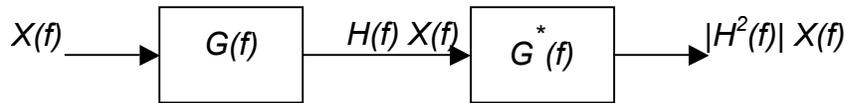


Figura 3.4-11 Estrutura de um filtro não causal.

Para que este filtro esteja dentro da recomendação da norma IEC 61260, é necessário que sua função de transferência seja $G(f) = \sqrt[3]{H(f)}$, sendo $H(f)$ a resposta de um filtro direto que atenda às recomendações da norma.

Isto pode ser obtido alterando as frequências de corte do filtro passa-faixa Butterworth.

$$\omega_l = f_m / a, \omega_s = f_m \cdot a$$

$$a = \frac{\Delta + \sqrt{\Delta^2 + 4}}{2} \quad (3.3 - 10)$$

$$\Delta = \left(\sqrt{2} \cdot 2^N \sqrt{\sqrt{2} - 1} \right)^{-1} \quad (3.3 - 11)$$

Dado que ω_l é a frequência de corte inferior, ω_s a frequência de corte superior, f_m a frequência central do filtro e N a ordem do filtro.

É interessante notar que pelo fato do sinal ser filtrado duas vezes por um filtro de ordem N , a filtragem final equivale à filtragem por um filtro de ordem $N+1$.

³ Esta função possui um algoritmo que escolhe o estado inicial do filtro de forma a obter-se o mesmo resultado tanto filtrando de forma direta e depois inversa ou vice-versa e retirando o transiente dos dois extremos do sinal. Este algoritmo é explicado por Gustafsson [27].

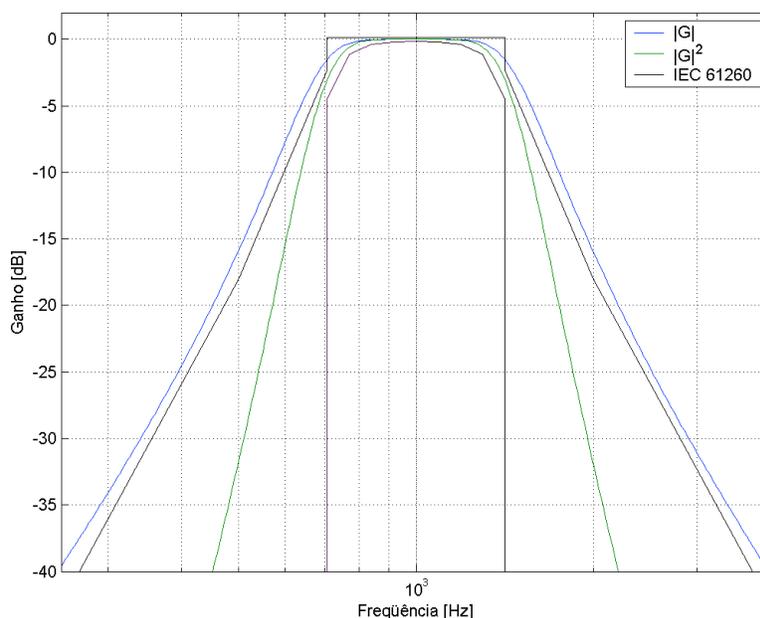


Figura 3.4-11 Função de transferência do filtro $G(f)$ e a mesma função elevada ao quadrado. Verifica-se que $G^2(f)$ atende às recomendações da norma IEC 61260.

3.5 Fator de Crista

O fator de crista (do inglês, *Crest Factor*) é definido como uma razão entre a tensão de pico e a tensão RMS de um sinal, geralmente expressa em dB. O fator de crista (FC) indica o quanto de energia é perdido por um sinal de excitação se comparado com o caso ideal de um sinal de excitação em que a tensão de pico é igual à tensão RMS (FC=0dB). Sinais com fator de crista elevado devem ser evitados, uma vez que picos elevados podem causar distorção do sinal.

Em primeira instância, um sinal MLS bipolar seria o sinal ideal no sentido de se extrair o máximo de energia de uma medição, já que apresenta um FC=0dB. Mas, na prática é impossível obter um fator de crista de 0dB do sinal MLS. Na placa de áudio, após o conversor D/A, o sinal deve passar por um filtro “anti-aliasing”. Este filtro pode alterar drasticamente a forma de onda da MLS que passa a apresentar picos no sinal de saída, o que degrada o fator de crista do sinal. Para evitar que estes picos sejam “clipados”, o sinal MLS deve ser enviado ao conversor D/A com nível entre 8dB e 5dB abaixo do nível máximo do conversor. A

figura 3.5-12 mostra as amostras iniciais de uma MLS após passar pelo filtro “anti-aliasing” da placa de áudio USB Duo. Verifica-se claramente a deformação do sinal e a presença de picos bastante pronunciados. Este sinal, que é o sinal efetivamente usado para a excitação da sala apresenta $FC=8.5\text{dB}$, valor consideravelmente inferior aos $FC=0\text{dB}$ teoricamente apresentado pela MLS.

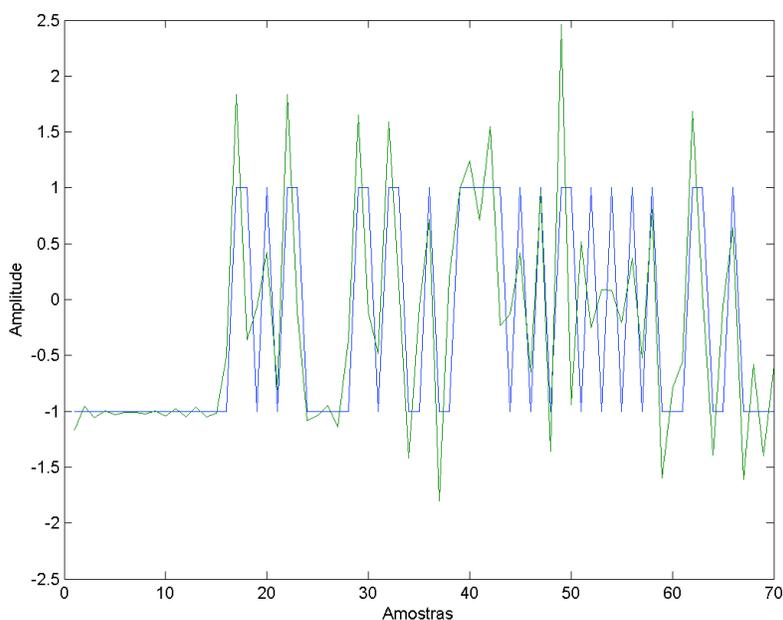


Figura 3.5-12 Sinal MLS original (azul) e o mesmo sinal após passar por um filtro “anti-aliasing” (verde).

A varredura de senóide apresenta um FC teórico de 3dB . Por este sinal conter energia apenas nas frequências de interesse, ele não será afetado pelos filtros da placa de áudio, e poderá ser reproduzido com uma intensidade maior que o MLS.

A varredura utilizada para a excitação da sala (após passar pelo filtro “anti-aliasing”) apresentava $FC=3.6\text{dB}$, valor bastante próximo do FC teórico.

Deve-se atentar que mesmo que o sinal seja reproduzido sem distorções pela placa de áudio, os alto-falantes geralmente possuem respostas não lineares, que se tornam críticas acima de uma certa intensidade sonora. Assim, mesmo com FC favorável, não é recomendável reproduzir sinais de excitação – seja MLS ou varredura – com volume muito elevado.

3.6 Comparação entre Métodos de Medida

Entre os métodos apresentados na seção 3.1, são mais comumente usados aqueles baseados nos sinais de excitação MLS e varredura, em razão das propriedades destes sinais apresentadas nas seções 2.2 e 2.3.

Ao excitar-se a sala com um impulso (3.1.1), pouca energia será fornecida à sala em teste, resultando numa SNR bastante desfavorável. Na tentativa de melhorar a SNR elevando a intensidade de reprodução do sinal, deve-se tomar cuidado para que o alto-falante não passe a trabalhar numa região de resposta não linear. A realização de média temporal de várias excitações pode fornecer uma melhora considerável no SNR se o ruído presente no sinal for não correlacionado. Neste caso, é necessário garantir que o período de repetição dos impulsos seja maior que o tempo de reverberação da sala para evitar “aliasing”. Na verdade, esta precaução deve ser tomada com qualquer método de medida periódico, como o MLS, por exemplo, o que requer um conhecimento prévio da ordem do tempo de decaimento do sistema sendo medido.

O uso de senóides (3.1.2) oferece uma função de transferência bastante precisa para as frequências excitadas, mas de baixa resolução. Para se obter uma resolução aceitável, este método se tornaria excessivamente demorado.

O método TDS possui uma realização interessante, mas a construção de um filtro passa-faixa de frequência central variante no tempo é de difícil realização em software. Especialistas consideram este método obsoleto. Este é um método interessante para uma eventual realização em hardware, caso seu hobby seja montar circuitos elétricos.

O uso da FFT (3.1.5) é provavelmente o método mais interessante nos dias de hoje, em função da velocidade de processamento oferecida pelos atuais computadores pessoais (PC). Sendo assim, cabe apenas selecionar o sinal de excitação mais adequado, ou seja, aquele que oferece a melhor SNR. De acordo com a teoria do fator de crista, os melhores sinais para esta aplicação seriam a varredura logarítmica e a MLS.

De acordo com o exposto até o momento e os resultados dos experimentos realizados (detalhados na seção 5.2.1), o método de excitação por varredura

logarítmica com deconvolução via FFT (LSF) se mostra o método mais apropriado para os propósitos do projeto AcMus. Por ter sido o método preferido entre engenheiros acústicos por mais de quatro décadas, o método MLS foi escolhido como base de comparação para o método LSF. Os dois métodos foram implementados, testados e comparados, como será exposto a seguir.

4 Sistema de Medição

A arquitetura do sistema de medição acústica usado neste projeto, apresentada na figura 4-1, é constituída por dois módulos principais. O primeiro módulo, responsável pela geração do sinal, obtenção da IR e cálculo dos parâmetros acústicos, é implementado por um microcomputador. O segundo módulo, responsável pela reprodução e aquisição de sinais sonoros, é implementado por uma placa de áudio e um conjunto de transdutores e possivelmente por uma mesa de mixagem. Nestas etapas, pode-se dizer que o sinal pertence a um de três domínios distintos: o sinal acústico analógico, o sinal elétrico analógico e o sinal elétrico digital.

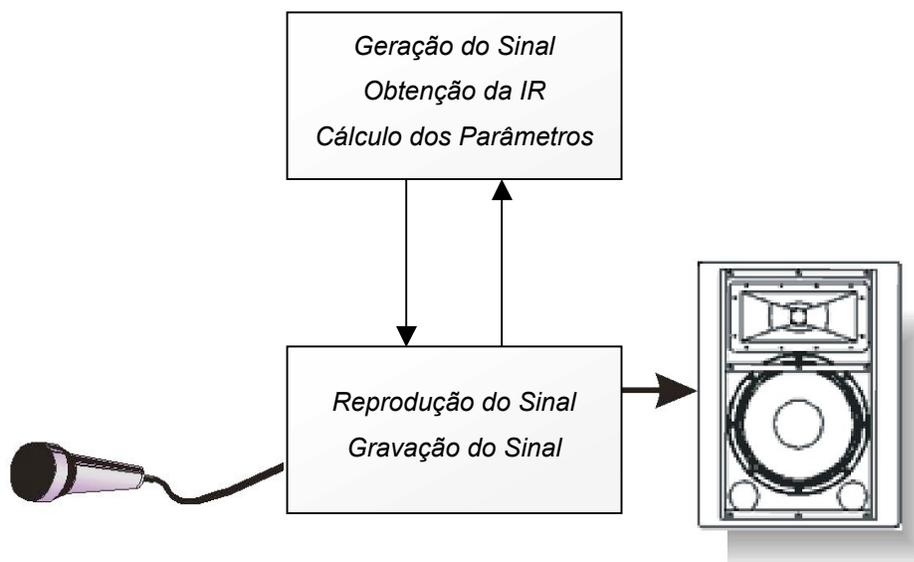


Figura 4 – 1 Diagrama de blocos do sistema de medição.

4.1 Reprodução e Aquisição de Áudio

Uma placa de áudio de boa qualidade é um requisito chave para a qualidade de reprodução e gravação dos sinais. Os requisitos básicos para que uma placa de áudio possa ser usada para medição acústica são:

1. Apresentar linearidade e boa SNR;
2. trabalhar com taxas de amostragem superiores a 40kHz (o que permite amostrar sons de frequência até 20kHz, limite superior da audição humana);
3. funcionar em modo “stereo full duplex” (produzir um sinal estéreo e gravar outro sinal estéreo simultaneamente).

No início do projeto foi usada uma placa on-board, que não possuía gravação estéreo e apresentava grande presença de ruído. Usando a reserva técnica da Fapesp para o projeto AcMus, comprou-se uma placa de áudio M-Audio modelo USB Duo que atende em partes às necessidades do projeto.

O método LSF requer um filtro passa-baixa analógico ou anti-aliasing que aparentemente⁴ a placa de áudio USB Duo não possui. Usou-se então a mesa de mixagem Spirit Studio da Soundcraft, que realiza filtragem analógica de seus canais individualmente.

Como transdutor de entrada foi usado um microfone de medição ECM 8000 da Behringer®, com resposta praticamente plana e omnidirecional de acordo com o fabricante (figura 4.1-2). Como transdutor de saída foram usados os alto-falantes Monitor One da Alesis e o modelo S_x200a da Electro-Voice, Inc.

A resposta impulsiva de uma sala obtida por meio destes equipamentos contém não só a resposta da sala, mas também a resposta de todos os elementos deste sistema. Para obter uma medição o mais fiel possível, é necessário que os elementos deste sistema possuam função de transferência o mais linear possível. Como esses elementos estão todos ligados em série, a qualidade do sistema é limitada pela resposta do elemento de qualidade mais baixa.

⁴ O serviço de assistência ao consumidor da M-Audio não foi capaz de responder se a placa possui ou não este filtro.

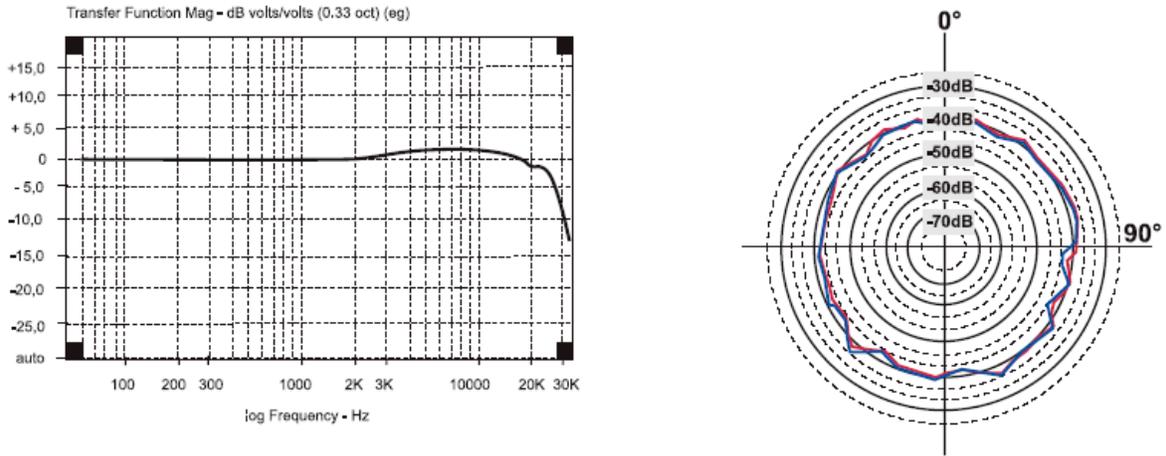


Figura 4.1-2 Resposta em frequência e padrão de direcionalidade do microfone utilizado.

Caso o sinal esteja sendo reproduzido por uma fonte externa, como um CD-player, e sendo apenas gravado pela placa de áudio, é necessário atentar para o sincronismo entre estes dois equipamentos. Mesmo uma diferença mínima entre as frequências de amostragem acarreta uma diferença no número de amostras, o que para sinais como o MLS é inaceitável.

4.2 Geração e Tratamento do Sinal

A geração e, principalmente, o tratamento dos sinais usados para as medições acústicas, requer uma elevada taxa computacional. Portanto é recomendável o uso de um bom computador para acelerar a realização desses cálculos. Também, como se trata de arquivos de áudio não comprimidos, é necessário disponibilidade de memória física e memória RAM. Estes requisitos são facilmente atingidos pelos microcomputadores disponíveis atualmente no mercado. Para os testes foi usado um microcomputador Pentium 4 com clock de 1.6 GHz e 120Mb de memória RAM, inicialmente com sistema operacional Windows 2000 e posteriormente substituído pelo Windows XP.

As tarefas realizadas pelo computador podem ser modeladas de acordo com a figura 4.2-3.

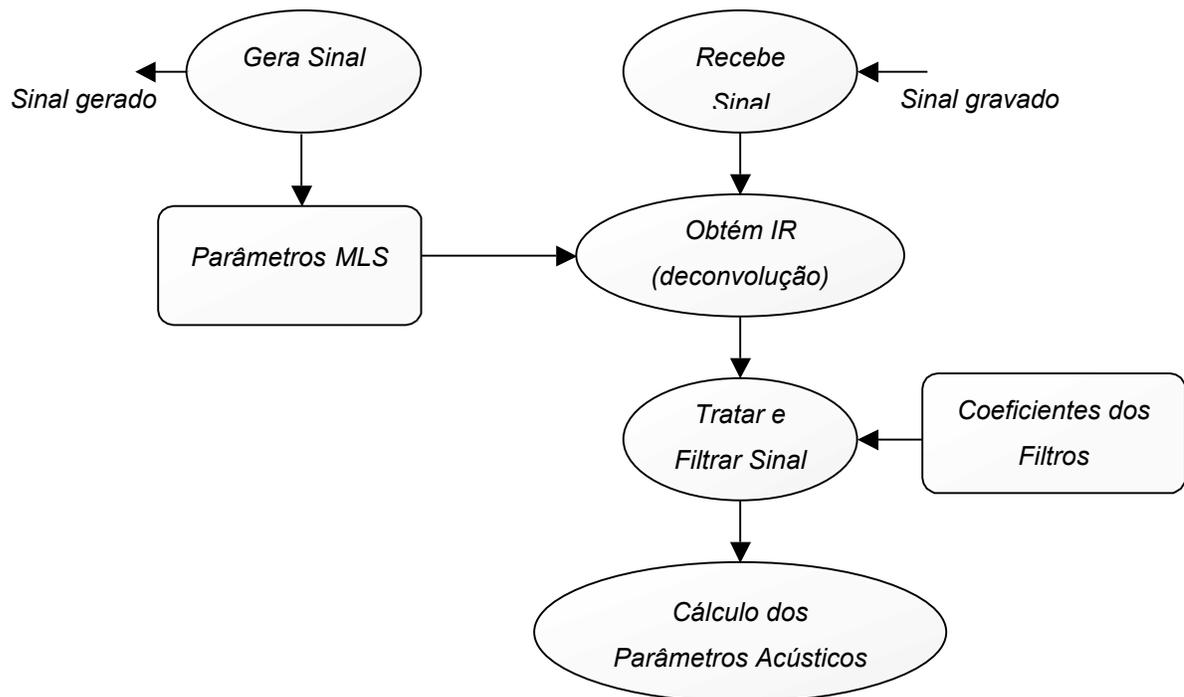


Figura 4.2-3. Diagrama de blocos das tarefas realizadas no computador.

Em sua maioria, estas funções foram desenvolvidas no Matlab®, que é um programa com inúmeros recursos matemáticos a fim de tratar matrizes e números complexos de forma otimizada. O Matlab® fornece um ambiente de programação numa linguagem interpretada (com estrutura semelhante a C ou Pascal, porém voltada para processamento de vetores e matrizes) para desenvolvimento e simulação de aplicativos. O Matlab® roda em diversos sistemas operacionais, o que fornece portabilidade aos aplicativos gerados.

4.2.1 Geração do Sinal

O primeiro passo para a realização da medição é a criação de um sinal de excitação para a sala. As opções de sinais são impulsos, varreduras e seqüências MLS.

As varreduras senoidais são geradas pela função do Matlab® “chirp.m”. Esta função gera varreduras lineares e logarítmicas no domínio do tempo, como explicado em 2.3.1.

As seqüências MLS são geradas por uma função MEX do Matlab escrita em C, para torná-la mais rápida, uma vez que a linguagem C é mais eficiente para tratar códigos com muitos laços. Esta função retorna a seqüência já convertida para MLS simétrica. Além da seqüência MLS propriamente dita, a função também retorna os vetores de permutação de linha e coluna necessários para o uso da FHT, conforme especificado por Chu [10] e Cohn & Lempel [28].

Impulsos são gerados diretamente, criando um vetor nulo com apenas uma amostra de valor 1. Como já foi comentado, este sinal oferece uma SNR reduzida, mas ele é interessante para comparação do espectro de referência do sistema de medição. Se a IR obtida para qualquer um dos dois sinais anteriores for muito diferente da IR obtida pelo impulso, então o sistema pode conter algum tipo de não linearidade.

4.2.2 Recepção do Sinal

O sinal gerado no Matlab® é gravado como um arquivo WAVE que é lido por um programa específico de áudio. Com o Matlab®, usando o “Data Acquisition Toolbox”, é possível realizar aquisição de dados diretamente da placa de áudio. Mas, por oferecer boas ferramentas de visualização e um esquema de buffers já prontos, o programa Cool Edit Pro 2.0 ® (CEP) foi utilizado para a reprodução e gravação dos sinais de excitação.

Um arquivo estéreo com o sinal de excitação da sala em um canal e o sinal de referência (curto elétrico) no outro canal é armazenado como um arquivo WAVE para posterior tratamento no Matlab. O sinal de referência é importante para a correção espectral (seção 3.2) e para a determinação do atraso causado na IR pelo tempo que leva para o som sair do alto-falante e chegar ao microfone.

Outro membro do projeto está desenvolvendo um aplicativo em JAVA que realiza a reprodução e aquisição simultânea de som através da placa de áudio. É importante que este tipo de aplicativo avise caso ocorra saturação do sinal, ou

seja, quando o nível do sinal está acima do nível máximo de amostragem do conversor A/D.

4.2.3 Deconvolução

De volta ao Matlab, o arquivo WAVE gravado no CEP é aberto, e a resposta impulsiva da sala é obtida através dele. Foram implantadas duas maneiras para obter o IR: por meio da FHT ou da LSF.

O cálculo da FHT é realizado por uma função MEX do Matlab® escrita em C. Conforme Peltonen [9], para a obtenção da IR via FHT, primeiro é necessário reordenar a seqüência de acordo com o vetor de permutação de coluna e depois adicionar uma nova amostra de valor nulo no início da seqüência, de forma que ela fique com comprimento 2^N (a FHT funciona apenas para seqüências de comprimento 2^N). Após o cálculo da FHT, descarta-se o primeiro elemento da seqüência. Então a seqüência é novamente reordenada, agora de acordo com o vetor de permutação de linhas, fornecendo assim a IR da sala.

Para a deconvolução via SLF, usou-se a função FFT presente no Matlab. Primeiramente obtém-se o espectro do sinal de excitação e do sinal de resposta. O espectro do sinal de resposta é então dividido pelo espectro do sinal de excitação, o que fornece a função de transferência da sala. A resposta impulsiva é obtida por meio da transformada inversa de Fourier (IFFT) da função de transferência. Este método para a obtenção da IR é bastante suscetível ao ruído. Existem diversos métodos de estimação espectral que tentam tornar esta operação mais confiável, que não foram tratados neste projeto, uma vez que o bolsista só entrou em contato com eles recentemente por intermédio de uma matéria de pós-graduação que está assistindo como ouvinte. Este é um ramo interessante para futuras pesquisas.

Neste ponto, é possível realizar a compensação espectral mencionada na seção 3.2, dividindo-se a função de transferência obtida por um espectro de referência.

4.2.4 Tratamento da IR

Como mencionado na seção 2.5, os parâmetros acústicos são usualmente calculados por faixas de frequência. A função “filtros.m” cria um banco de filtros de oitava e também de compensação. Esta filtragem é baseada nas funções “butter.m” e “filtfilt.m”, já implementadas no Matlab. Uma nova função poderia facilmente ser criada para a geração de um banco de filtros de terço de oitava.

Após a filtragem, ainda é necessário um tratamento da IR antes de se calcular os parâmetros acústicos. Este tratamento do sinal visa compensar os efeitos mencionados na seção 3.3 (atraso na chegada do sinal, decaimento possivelmente não exponencial e ruído de fundo). Foram desenvolvidas funções que implementam o método de Lundeby (seção 3.3.3.2), o método de Chu (seção 3.3.3.3) e o método de Hirata (seção 3.3.3.4). O início do sinal é encontrado pela função “inicio.m”, que acha o ponto onde o sinal é significativamente maior que o ruído de fundo, e é 20dB menor que valor máximo da IR. A regressão linear é realizada pela função “intlinear.m”.

4.2.5 Cálculo dos Parâmetros Acústicos

Uma vez que o sinal já foi tratado, e já está filtrado na banda de interesse, resta então calcular os parâmetros acústicos detalhados no seção 2.4. Foram então desenvolvidos a função “reverberação.m”, que calcula o tempo de reverberação a partir da curva de Schroeder, e a função “energetico.m” que calcula os demais parâmetros.

5 Resultados

O resultado principal deste projeto foi o desenvolvimento de um processo para a medição acústica e obtenção dos parâmetros acústicos relacionados, que é detalhado na seção 5.1. Foram também feitas medições em duas salas do Departamento de Música da ECA – USP, cujos resultados são mostrados na seção 5.2

5.1 Processo

O objetivo deste projeto é determinar qual método de medição acústica é o mais eficiente para o projeto ACMUS e criar a fundamentação para a implementação deste método, para que um outro pesquisador do projeto possa desenvolver um software que automatize este processo.

Dentre os métodos estudados, os métodos considerados mais eficientes foram o MLS e o SLF, como detalhado na seção 3.6. Desta forma, foram desenvolvidos processos para a obtenção da IR pelos dois métodos. Os processos destes dois métodos diferem pouco entre si, conforme detalhado a seguir.

5.1.1 Geração do Sinal

O primeiro passo é a geração do sinal, como detalhado nas seções 2.2 e 2.3.1. Nesta primeira etapa, as seqüências foram geradas em Matlab®.

O MLS possui um conjunto de sinais de excitação mais restrito, e que dependendo da ordem da seqüência, podem demorar a ser gerados. Para evitar essa demora, as seqüências poderiam ser geradas uma única vez e depois armazenadas para uso futuro.

A varredura de sinal permite uma variabilidade muito maior nos seus sinais de excitação, permitindo que seja definida a freqüência de início e fim da varredura, assim como sua duração. Sua geração é bem mais rápida que a geração de uma MLS, podendo ser gerada antes de cada medição, de acordo com os parâmetros fornecidos pelo usuário.

5.1.2 Reprodução e Gravação

De posse do sinal, ele deve ser reproduzido por meio de um alto-falante ligado à placa de áudio e, simultaneamente, a resposta da sala deve ser gravada por meio de um microfone também ligado à placa de áudio.

Para o correto funcionamento do método MLS, é essencial que os sinais sejam reproduzidos e gravados exatamente com a mesma taxa de amostragem. O sinal de excitação deve conter ao menos dois ciclos da MLS, mas o número de ciclos reproduzidos a cada medição deverá ser definido pelo usuário.

Já o método SLF apresenta elevada imunidade à falta de sincronismo, desde que o sinal de referência seja gravado em um dos canais do arquivo estéreo.

5.1.3 Obtenção da IR

Este é o passo no qual os dois métodos diferem. Na etapa de desenvolvimento, este passo e o seguinte foram realizados com o apoio do Matlab®.

O método MLS obtém a IR pela FHT da resposta da sala ao sinal de excitação. Antes da realização da FHT, realiza-se a média de blocos de tamanho igual à MLS de excitação da resposta da sala, caso o usuário tenha definido um número de ciclos maior que dois.

O método LSF obtém inicialmente a função de transferência da sala e depois a IR pela IFFT da função de transferência. Esta IR deve ser filtrada para atenuar as faixas de frequência que não estavam presentes no sinal de excitação.

A obtenção da IR pelos dois métodos está detalhada na seção 4.2.3.

5.1.4 Tratamento da IR e Cálculo dos Parâmetros Acústicos

De posse da IR, independentemente do método utilizado para sua obtenção, realiza-se a filtragem em bandas de frequência e posterior tratamento deste sinal, como detalhado na seção 4.2.4.

Com o sinal filtrado e tratado, resta apenas calcular os parâmetros acústicos desejados, da forma detalhada na seção 4.2.5.

5.2 Comparação dos Resultados

Foram realizadas medições em duas salas do Departamento de Música da ECA – USP, no LAMI e no estúdio de gravação do departamento, utilizando tanto o MLS quanto o SLF.

As medições feitas no LAMI serão comparadas com as medições realizadas pelo software Aurora [30] e com as medições realizadas pelo Prof. Dr. Swen Muller com o software de medição acústica “Monkey Forest” desenvolvido na Universidade onde leciona na Alemanha (RWTH – Aachen). As gravações do estúdio servirão apenas para comparar o MLS com o LSF.

5.2.1 MLS versus LSF

As medições realizadas no estúdio de gravação do Departamento de Música ECA – USP foram feitas usando o alto-falante da Electro Voice e o microfone Berhinger. O estúdio foi excitado por uma varredura senoidal de 65535 amostras e por uma MLS de ordem 16 com dois ciclos de repetição⁵. Os dois sinais foram reproduzidos sob a mesma configuração do sistema.

Primeiramente, obteve-se a IR via FFT para os dois sinais. A IR obtida com MLS está mostrada na figura 5.2-1 a IR obtida com a varredura logarítmica está mostrada na figura 5.2-2. A primeira medição apresenta uma SNR de cerca de 40dB, enquanto que a segunda medição apresenta SNR de aproximadamente 65dB. Baseando-se apenas na SNR, fica evidente a vantagem de se usar varredura frente ao sinal MLS para medições baseadas em FFT. Nestas mesmas figuras, também é possível observar o comportamento do sinal quanto à não linearidade do sistema. Esta característica será abordada de forma mais detalhada na seção 6.3.

⁵ Apenas o segundo ciclo, onde a resposta da sala já está estabilizada ou em regime, foi utilizado para as medições.

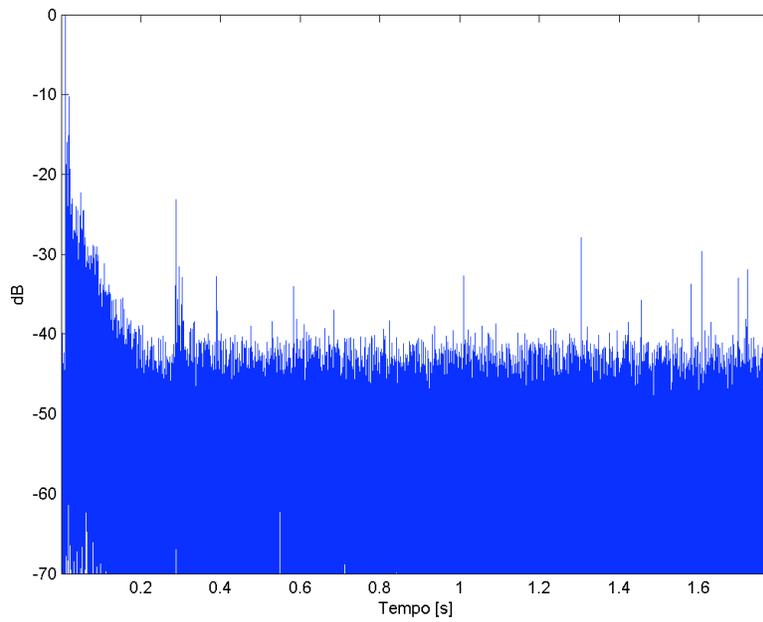


Figura 5.2-1 IR obtida via FFT com sinal MLS de ordem 16 como sinal de excitação.

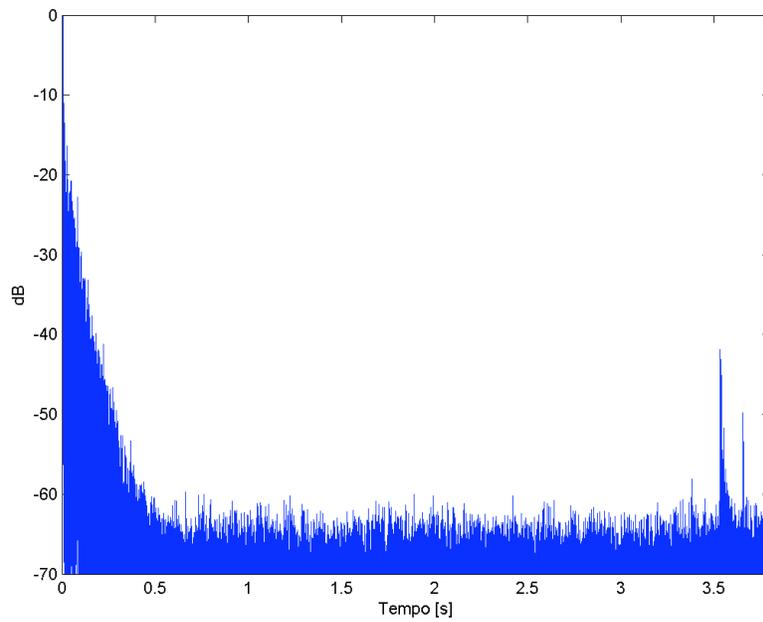


Figura 5.2-2 IR obtida via FFT com varredura logarítmica de 2^{16} amostras como sinal de excitação. O eixo do tempo tem o dobro do tamanho da figura anterior, pois a segunda metade deste eixo representa o tempo negativo.

Comparando-se duas IR obtidas de uma mesma resposta à excitação MLS, uma deconvoluída por FHT e outra por FFT, verifica-se que o comportamento frente à não linearidades e a SNR estão intimamente ligadas à seqüência de excitação, e não ao método de obtenção da IR.

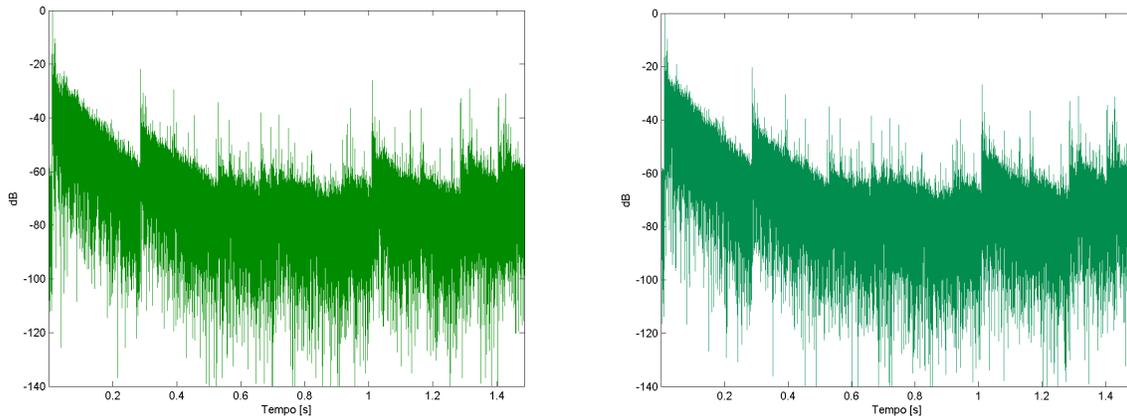


Figura 5.2-3 a) IR obtida via FHT e b) a IR do mesmo sinal mas obtida via FFT.

5.2.2 Os Parâmetros Acústicos

Baseado numa mesma resposta impulsiva calculou-se os parâmetros acústicos da sala usando os programas Monkey Forest e Aurora, além dos algoritmos desenvolvidos neste projeto. O objetivo é validar os algoritmos de medição desenvolvidos para o projeto.

Não era esperado que os valores obtidos por cada programa fossem exatamente os mesmos. Isto porque cada programa usa filtros com características distintas e métodos de tratamento de sinal distintos. Estes valores podem diferir bastante, especialmente nas bandas de baixa frequência. Nesta região, os filtros digitais deixam de apresentar a resposta esperada, principalmente devido a erros de precisão numérica no cálculo de seus coeficientes.

Nota-se que os parâmetros energéticos (Clareza e Definição) também apresentam uma maior semelhança que os tempos de reverberação. Isso acontece, pois esses parâmetros são calculados diretamente da IR, enquanto os tempos de reverberação são obtidos por interpolação linear da curva de Schroeder, sendo mais susceptíveis a erros.

Tabela 5.2-1 Parâmetros acústicos calculados pelo programa Monkey Forest.

Freq. Central [Hz]	63	125	250	500	1000	2000	4000	8000
C50 [dB]	-0,39	3,75	3,70	8,98	10,96	12,27	12,22	11,88
D50 [%]	47,74	70,33	70,11	88,76	92,57	94,41	94,34	93,90
CT [ms]	75,52	47,01	38,60	21,61	19,87	14,65	14,45	15,53
T20 [s]	0,93	0,45	0,61	0,55	0,32	0,31	0,29	0,29
T30 [s]	0,87	0,61	0,58	0,49	0,39	0,35	0,32	0,32

Tabela 5.2-2 Parâmetros acústicos calculados pelo programa Aurora.

Freq. Central [Hz]	63	125	250	500	1000	2000	4000	8000
C50 [dB]	-0,19	5,48	5,29	8,96	11,36	12,42	12,35	11,92
D50 [%]	48,92	77,92	77,17	88,73	93,19	94,58	94,50	93,97
CT [ms]	97,68	52,19	39,95	23,67	20,52	14,80	14,59	15,42
T20 [s]	0,94	0,53	0,60	0,49	0,37	0,34	0,31	0,31
T30 [s]	0,91	0,68	0,59	0,49	0,41	0,35	0,33	0,33

Tabela 5.2-3 Parâmetros acústicos calculados com os algoritmos desenvolvidos neste projeto. A IR foi tratada pelo método de Lundeby.

Freq. Central [Hz]	63	125	250	500	1000	2000	4000	8000
C50 [dB]	0,53	4,18	4,28	8,90	10,94	12,29	12,09	11,90
D50 [%]	53,05	72,37	72,87	88,58	92,56	94,43	94,19	93,94
CT [ms]	70,92	46,46	37,21	21,93	19,67	14,72	14,64	15,58
T20 [s]	0,92	0,54	0,60	0,49	0,37	0,34	0,31	0,31
T30 [s]	0,92	0,67	0,59	0,48	0,41	0,35	0,33	0,33

Os valores obtidos pelos três programas diferem entre si em média 5%, sendo que nas bandas de alta frequência (1kHz a 8kHz) esta diferença é de 0.5% em média. Apesar do pouco rigor estatístico, verifica-se a validade do algoritmo de cálculo para parâmetros acústicos desenvolvido neste projeto.

5.2.3 A Resposta Impulsiva

Aqui se compara uma resposta impulsiva obtida pelo processo especificado neste projeto com uma resposta impulsiva medida pelo Prof. Dr. Swen Muller em seu laptop equipado com o programa Monkey Forest. As duas IR foram obtidas na mesma sala com os mesmos transdutores. As medidas foram realizadas em datas diferentes, e a posição dos transdutores não é exatamente a mesma como seria o ideal para este tipo de comparação.

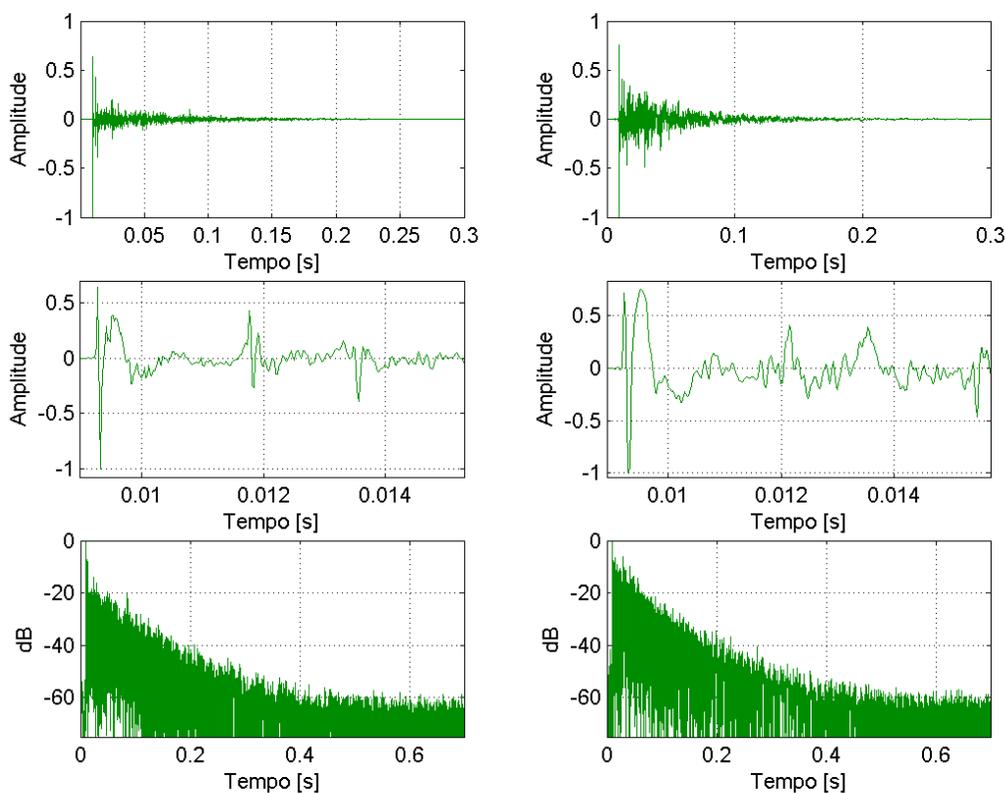


Figura 5.2-4 a) IR da sala de tecnologia obtida com o Matlab; b) IR da mesma sala medida com o programa Monkey Forest; c) zoom do som direto da IR mostrada em a); d) zoom do som direto da IR mostrada em b); e) gráfico de energia da IR mostrada em a); e f) gráfico de energia da IR mostrada em b).

Pelas figuras 5.2-4 e) e f), verificamos que as duas medidas apresentam a mesma SNR de aproximadamente 60dB. Como a disposição dos transdutores não era exatamente a mesma, verifica-se de 5.2-4 c) e d) que a primeira reflexão ocorre em instantes diferentes.

Os parâmetros acústicos obtidos destas duas curvas são mostrados nas tabelas a seguir.

Tabela 5.2-4 Parâmetros acústicos calculados de uma resposta impulsiva obtida através dos desenvolvidos neste projeto. A IR foi tratada pelo método de Chu.

Freq. Central										
[Hz]	63	125	250	500	1000	2000	4000	8000	A	Linear
C50 [dB]	-3,07	0,5	5,67	4,9	8,18	9,18	10,62	12,18	9,38	9,27
C80 [dB]	3,68	4,28	10,62	9,92	12,83	13,72	16,34	17,83	14,22	13,78
D50 [%]	33,04	52,86	78,74	75,59	86,8	89,22	92,03	94,29	89,65	89,44
D80 [%]	70,03	72,82	92,02	90,76	95,05	95,92	97,73	98,38	96,35	95,99
CT [ms]	80,81	61,29	38,86	32,24	21,73	17,34	15,62	10,42	17,3	18,13
EDT [s]	0,954	0,675	0,438	0,486	0,426	0,423	0,346	0,369	0,405	0,422
T20 [s]	0,83	0,78	0,601	0,545	0,464	0,461	0,395	0,363	0,447	0,487
T30 [s]	0,739	0,884	0,597	0,542	0,509	0,493	0,443	0,373	0,486	0,558
T40 [s]	0,693	0,855	0,58	0,524	0,59	0,531	0,491	0,375	0,518	0,606

Tabela 5.2-5 Parâmetros acústicos calculados de uma resposta impulsiva obtida através do programa Monkey Forest. A IR foi tratada pelo método de Chu.

Freq. Central										
[Hz]	63	125	250	500	1000	2000	4000	8000	A	Linear
C50 [dB]	0,53	4,18	4,29	8,9	10,94	12,29	12,09	11,9	11,36	9,96
C80 [dB]	3,95	8,69	8,38	12,74	16,74	17,65	18,58	18,09	16,8	14,95
D50 [%]	53,05	72,37	72,87	88,58	92,56	94,44	94,19	93,95	93,19	90,84
D80 [%]	71,3	88,09	87,34	94,95	97,93	98,31	98,64	98,47	97,96	96,9
CT [ms]	70,88	46,47	37,21	21,93	19,67	14,72	14,64	15,58	16,61	19,77
EDT [s]	0,876	0,387	0,538	0,433	0,263	0,274	0,275	0,275	0,283	0,337
T20 [s]	0,916	0,537	0,595	0,492	0,37	0,336	0,311	0,306	0,369	0,464
T30 [s]	0,907	0,681	0,59	0,484	0,406	0,348	0,332	0,323	0,398	0,546
T40 [s]	0,847	0,768	0,639	0,52	0,443	0,383	0,374	0,343	0,437	0,643

Observa-se que as duas medidas apresentam resultados consideravelmente diferentes para todas as bandas de frequência. Acredita-se que a causa desta diferença seja a posição dos transdutores, que não eram

exatamente iguais para as duas medições. Verifica-se assim a dependência da IR com a posição na sala dos transdutores.

Os parâmetros para a resposta linear, ou seja, não filtrada, é a que apresenta maior congruência entre os valores calculados. É esperado que salas de pequeno porte, em um escopo mais amplo, apresentem um comportamento reverberante igual em todo seu espaço, sendo o tempo de decaimento uma função do volume da sala.

Para valores representativos da sala como um todo, a ISO 3382 recomenda tomar a média dos parâmetros obtidos de no mínimo 18 IR medidas em posições distintas da mesma sala.

6 Discussão

6.1 Continuidade

Testes foram sendo realizados durante todo o processo de desenvolvimento do projeto, e eventuais problemas foram enfrentados conforme eram identificados.

O primeiro método a ser desenvolvido foi o MLS. Nos testes, notava-se grande presença de ruído, mas o algoritmo aparentemente comportava-se bem. Esse ruído foi considerado proveniente da placa de som on-board, e esperava-se que uma placa de áudio de maior qualidade fosse minimizar este ruído.

Ao testar o comportamento do sistema pelo método do impulso, verificou-se um comportamento inesperado. Usou-se como sinal de excitação uma seqüência de amostras '-1' com apenas a amostra central com valor '+1', dessa forma fornecendo o máximo de energia para este impulso. O sinal recuperado não apresentava este nível DC em "-1", mas sim algo similar a uma onda retangular nessa região.

O mesmo comportamento foi então verificado no teste do método LSF, em que a varredura recuperada apresentava descontinuidades com aproximadamente a mesma freqüência da onda quadrada do método do impulso.

Esse problema não havia sido inicialmente notado no método MLS porque esse sinal de excitação é basicamente uma onda retangular, de período aleatório, na qual fica muito difícil perceber interferências externas.

Uma explicação precisa para esse comportamento não foi encontrada. O bolsista acredita que ela esteja relacionada à atribuição de tempos de processamento do sistema operacional Windows 2000 quando o sistema reproduzia e gravava sons simultaneamente. Este problema foi sanado após a substituição do sistema operacional citado pelo Windows XP. O pesquisador que der continuidade a este projeto deve atentar para este comportamento, visto que o objetivo do projeto AcMus é um programa multi-plataforma, ou seja, quer funcione em qualquer arquitetura computacional com qualquer sistema operacional.

6.2 Sincronismo

Na tentativa de evitar as descontinuidades apresentadas na seção anterior, gravou-se um CD com os diversos sinais de excitação sendo testados. Este CD era reproduzido em um “CD-player” e o sinal de excitação era gravado pelo microcomputador com o aplicativo “Sound Recorder” do Windows. Estes dois aparelhos, apesar de terem a mesma freqüência de amostragem nominal de 44,1kHz, não trabalhavam precisamente na mesma freqüência de amostragem, ou seja, não apresentavam sincronismo entre si.

Esta falta de sincronismo atrapalha enormemente a realização de medidas pelo método MLS. Quando reproduzida uma MLS de ordem 16, que se repete a cada 65535 amostras, a resposta gravada no sinal de referência se repetia a cada 65557 amostras, ou seja, possuía 22 amostras a mais que o sinal original – evidenciando a falta de sincronismo entre os equipamentos. Essa alteração no tamanho da seqüência impossibilita que todo o período da seqüência seja usado para a obtenção da IR da sala, visto que o algoritmo baseado na FHT é válido apenas para seqüências de comprimento 2^N-1 .

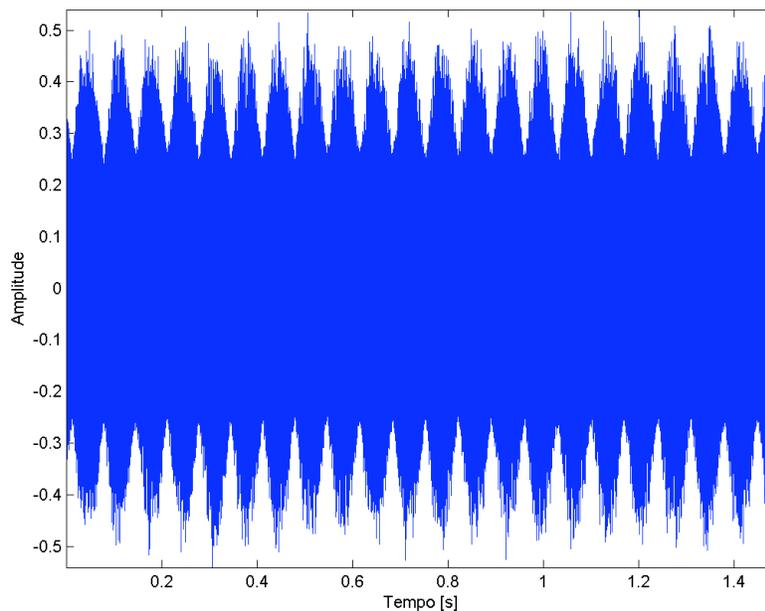


Figura 6.2-1 Sinal MLS afetado pela falta de sincronismo.

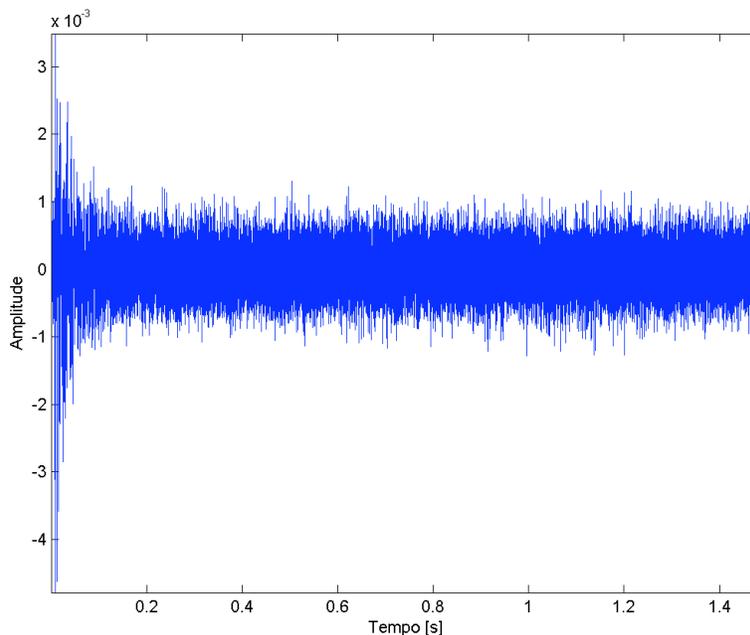


Figura 6.2-2 IR obtido a partir da seqüência da figura anterior.

A deconvolução das primeiras 65535 amostras do sinal mostrado na figura 6.2-1 fornece a resposta apresentada na Figura 6.2-2. O nível de ruído presente no sinal confirma a vulnerabilidade do método MLS à variação temporal.

A varredura logarítmica usada como sinal de excitação no LSF também sofre o efeito da falta de sincronismo. Ao ser reproduzida em uma taxa de amostragem e gravada em outra, observa-se no sinal a mesma envoltória senoidal de frequência $f = d/2N$, onde d é o módulo da diferença do número de amostras entre o sinal original e o sinal gravado, e N é o número de amostras do sinal original.

Apesar deste efeito, a IR ainda pode ser obtida pelo método LSF, desde que o sinal de referência também tenha sido gravado simultaneamente à resposta da sala. Deve-se para tanto usar o espectro deste sinal de referência, ao invés do espectro do sinal de excitação original, para a obtenção da função de transferência. Verifica-se que o método LSF é bastante robusto quanto a variações temporais.

A alteração do sistema operacional para o Windows XP, permitiu que a reprodução do sinal de excitação e a aquisição da resposta da sala fossem

realizadas simultaneamente pelo microcomputador de forma síncrona, eliminando os problemas causados pela falta de sincronismo entre o “CD-player” e a placa de áudio.

A realização destas tarefas no microcomputador de forma eficiente requer uma correta configuração dos tamanhos dos “buffers” de reprodução e gravação. Esta configuração depende muito das características do microcomputador em questão, e é geralmente determinada de forma empírica.

6.3 *Distorção Harmônica*

Alto-falantes geralmente possuem respostas não lineares, que se tornam críticas acima de uma certa intensidade sonora, limitando a energia do sinal de excitação a ser usado. Logo, tem-se aqui uma relação de compromisso entre a linearidade do sistema e a relação sinal-ruído.

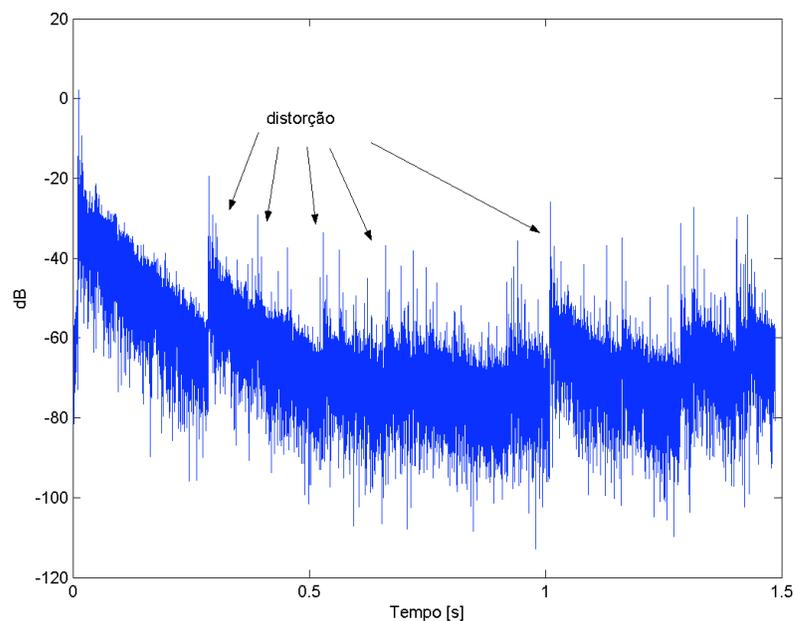


Figura 6.3-3 IR obtida por MLS, onde pode-se verificar a influência da não linearidade do alto-falante.

Quando o MLS é usado como sinal de excitação, a distorção causada pelo alto-falante será distribuída como ruído por todo o período do sinal de resposta da sala. O efeito da não linearidade pode ser notado na IR como rugosidades no

signal que são repetições do sinal deslocadas no tempo com menor amplitude, como mostrado na figura 6.3-1. Logo, é crucial para o método MLS ajustar o volume de reprodução do sinal de para obter o melhor SNR possível, com a menor distorção possível. Esta otimização atualmente é realizada na forma de tentativa e erro. Este assunto não foi investigado a fundo, e pode ser tema para pesquisas futuras.

Quando a varredura logarítmica é usada como sinal de excitação, é possível isolar completamente a resposta impulsiva desejada das componentes presentes no sinal devido à distorção. Isto é possível porque as componentes devido à não linearidades do sistema, após a deconvolução, aparecem em tempos negativos da IR.

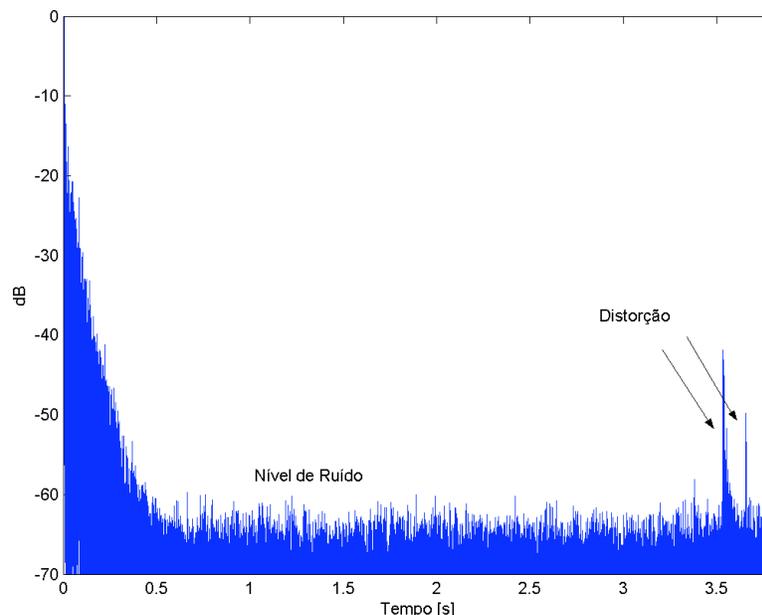
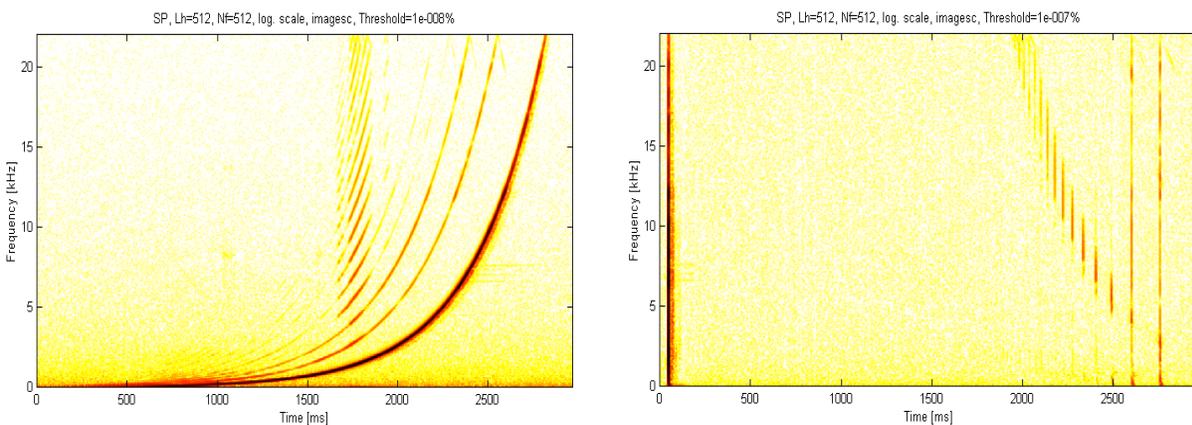


Figura 6.3-4 IR obtida por LSF. Devido à periodicidade da FFT, as componentes resultantes da distorção harmônica aparecem no fim do sinal, e não nos tempos negativos como mencionado anteriormente.

Esta propriedade pode ser explicada através do seguinte exemplo: considere uma varredura senoidal que passa por 100Hz após 100ms e por 200Hz após 200ms. Para que a deconvolução produza um impulso de Dirac, o sinal de referência deve ter um atraso de grupo tal que 100Hz corresponda a -100ms e

200Hz corresponda a -200ms . Se o alto-falante produzir componente harmônica de segunda ordem, em 100Hz haverá uma harmônica em 200Hz. Esta harmônica presente em 100ms será tratada pelo espectro de referência como tendo atraso de grupo de -200ms . Logo, após o processo de deconvolução esta componente irá aparecer no instante -100ms da IR. Da mesma forma, componentes de



harmônicas superiores irão aparecer em instantes ainda mais negativos.

Figura 6.3-5 a) Espectrograma de uma varredura logarítmica reproduzida por um alto-falante não linear e b) o espectrograma do da IR obtida a partir da resposta mostrada em a). Nota-se as componentes provenientes de distorção harmônica nos tempos negativos.

Para que esta técnica funcione corretamente, é indispensável que a placa de aquisição de áudio possua um filtro passa-baixa analógico na sua entrada (também chamado de filtro anti-aliasing), com frequência de corte inferior a $f_{amostragem}/2$. Se este filtro não estiver presente, frequências superiores à metade da frequência de amostragem, serão rebatidas, causando “aliasing”, como pode ser verificado na figura 6.3-6.

A resposta impulsiva obtida sem o uso deste filtro irá apresentar ruído correlacionado de elevada energia nas faixas de frequências entre 0Hz e $f_{inicial}$ e f_{final} e $f_{amostragem}/2$, uma vez que estas faixas de frequências não estão presentes no sinal de excitação usado como espectro de referência na obtenção da resposta em frequência. Este fenômeno é mostrado na figura 6.3-7.

Mesmo para sistemas com filtro anti-aliasing, é recomendável filtrar a IR por um filtro passa banda, de forma a atenuar as frequências abaixo da frequência inicial da varredura e acima da frequência final. Este procedimento é coerente,

uma vez que se o sinal de excitação não possui energia nestas bandas de frequência e conseqüentemente não excitou a sala nestas mesmas bandas.

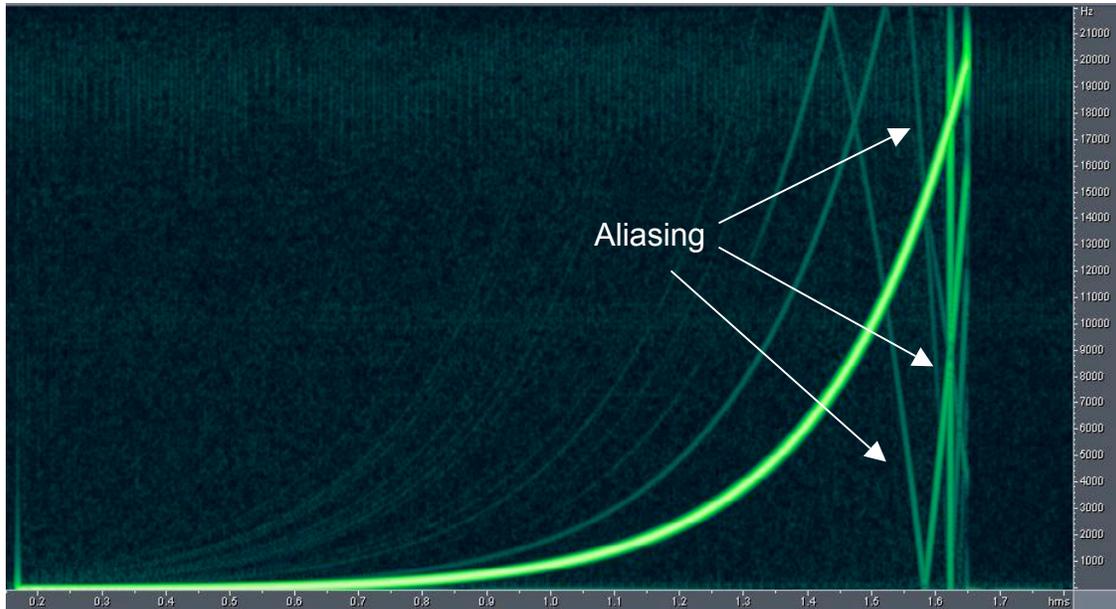


Figura 6.3-6 Espectrograma de uma varredura logarítmica amostrada por placa de áudio sem filtro anti-aliasing. É possível verificar as frequências rebatidas devido o efeito de aliasing.

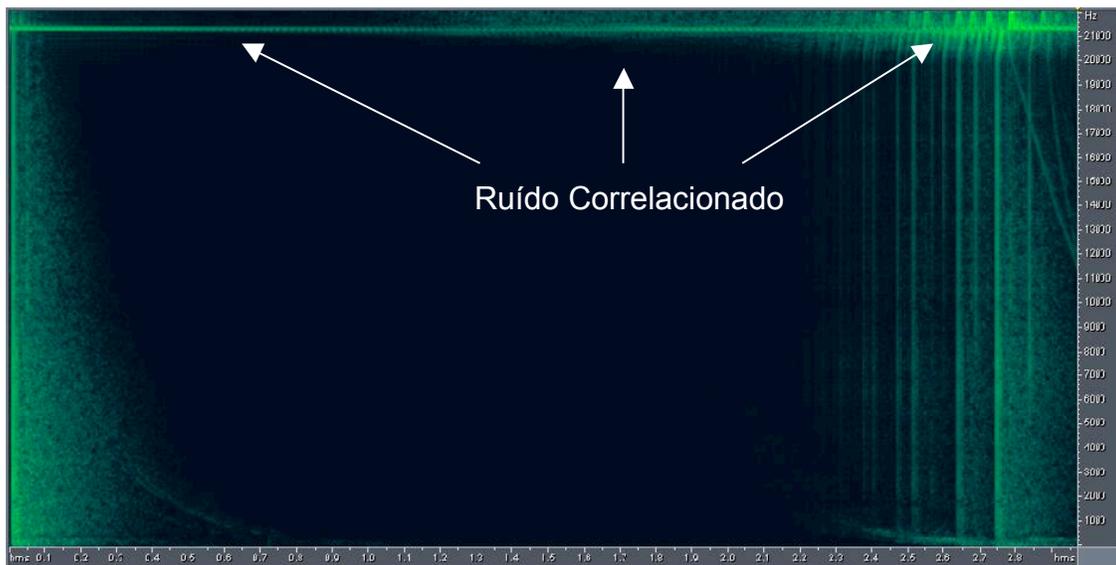


Figura 6.3-7 Espectrograma da IR obtida a partir do sinal mostrado na figura anterior. É claramente observável a presença de um ruído de alta energia na banda de frequência entre f_{final} e $f_{amostragem}/2$.

6.4 Direcionalidade

A norma ISO 3382 [13] recomenda que seja usada “uma fonte sonora o mais próximo possível de uma fonte omnidirecional”. Isto é geralmente obtido usando-se fontes dodecaédricas para as médias e altas freqüências mais um “sub-woofer” para as baixas freqüências. Este tipo de equipamento não estava à disposição do bolsista, logo foram utilizadas fontes sonoras direcionais para todas as medições.

6.5 Método de Filtragem

Em seu artigo, Kob & Vorländer [31] discutem os efeitos da filtragem em bandas de freqüência nos valores dos tempos de reverberação. Eles concluem que o EDT não pode ser medido precisamente, mesmo com a filtragem invertida no tempo, enquanto que o T_{20} e o T_{30} não estão tão propensos a erros.

O bolsista acredita que a filtragem não causal mencionada na seção 3.4 possa fornecer resultados mais confiáveis para a medição do EDT por bandas de freqüência. Este assunto não foi investigado a fundo, e pode ser tema para pesquisas futuras.

7 Conclusões

O escopo deste projeto de iniciação científica era determinar qual método de medição da resposta impulsiva acústica de uma sala é o mais eficiente para as características do projeto temático AcMus e criar a fundamentação para a implementação deste método. Paralelamente, o bolsista deveria aprender sobre acústica de salas, medições acústicas e métodos de análise de dados acústicos.

O resultado deste projeto foi a formalização de um processo de medição e obtenção de parâmetros acústicos. Outro pesquisador ligado ao projeto AcMus deverá dar continuidade a este trabalho projetando um software que automatize este processo.

O método da seqüência de máximo comprimento (MLS) tem sido o método preferido entre engenheiros acústicos por mais de quatro décadas para a medição da resposta impulsiva acústica. Mas com o constante avanço da capacidade de memória e de processamento dos computadores pessoais, as técnicas de obtenção da resposta impulsiva por meio da FFT mostram-se cada vez mais vantajosas.

Neste projeto foram analisados o método MLS e um método recentemente⁶ proposto para obtenção da resposta impulsiva acústica baseado na FFT, que usa como sinal de excitação uma varredura logarítmica. O método MLS, baseado na FHT, é conveniente para a determinação da resposta impulsiva de sistemas lineares e invariantes no tempo. Verificou-se que sistemas acústicos nem sempre são sistemas lineares e invariantes no tempo, o que restringe o uso deste método. Já o método baseado na FFT apresenta imunidade à distorção harmônica e relativa tolerância à variação temporal, mostrando-se claramente mais apropriado para medições acústicas.

Os parâmetros acústicos abordados neste projeto são definidos em função de um decaimento idealmente exponencial. A resposta impulsiva medida terá sempre um comportamento não ideal com a presença de ruído de fundo e atraso

⁶ Este método foi apresentado por Farina [32] em Fevereiro de 2000, ou seja, há apenas 4 anos.

devido ao caminho acústico. Alguns métodos foram implementados para minimizar estes efeitos, permitindo um cálculo mais preciso destes parâmetros. Três destes métodos foram implementados, mas não foi realizado um estudo objetivo para a escolha de um desses métodos como o método ideal para o projeto.

Os parâmetros acústicos devem ser calculados por bandas de frequência. Para isto, foram implementados filtros de oitava de acordo com normas internacionais. Filtros de e terço de oitava também podem ser utilizados, mas não foram implementados nesta etapa do projeto. Para reduzir o efeito de distorção causado pela fase não linear dos filtros IIR, utilizou-se a técnica da filtragem causal.

Foram comparadas as medições realizadas com base no processo desenvolvido neste projeto com medições realizadas pelo Dr. Swen Müller (INMETRO, Rio) – um dos maiores especialistas no país em medição acústica – numa mesma sala. Os resultados obtidos foram satisfatórios, comprovando o correto desenvolvimento deste projeto.

As vantagens da medição da resposta impulsiva baseada na excitação da sala por uma varredura logarítmica deconvoluída via FFT frente à técnica da MLS ficou clara através das medições realizadas. Este é, portanto, o método mais indicado para ser implantado no aplicativo de medição do software que está sendo desenvolvido pelo projeto AcMus.

Farina conclui seu artigo [32] dizendo que “o que falta para a popularização do novo método proposto é simplesmente um nome curto e atraente”. Pois bem, minha proposta para este nome está dada: “*Log Sweep FFT method*” ou simplesmente **LSF**.

8 Referências Bibliográficas

- [1] Sabine, W. C. Collected papers on acoustics, Cambridge, Harvard University Press, 1927.
- [2] Schroeder, M. R. "New Method for Measuring Reverberation Time". J. Acous. Soc. Am., Vol. 37, pp. 409-412, 1965.
- [3] Beranek, L. L. Music, Acoustics, and Architecture. New York: John Wiley and Sons. 1962.
- [4] Polack, J. D. "Modifying Chambers to play Billiards: the Foundations of Reverberation Theory". Acustica, Vol. 76, N° 1, pp. 257-272, 1992.
- [5] Peebles, P. Z. "Probability, Random Variables and Random Signal Principles". McGraw-Hill, 4th Edition, 2001. Capítulo 8.
- [6] Oppenheim, A. V., Schafer R.W. 1975. Digital Signal Processing. Prentice-Hall. 585 p.
- [7] Vanderkooy, John. "Aspects of MLS Measuring Systems". J.AES, Vol. 42, No. 4, 1994 April. pp. 219–231.
- [8] Kovitz, P. "Two Maximal Length Sequence Devices for Measuring Room Acoustics Parameters". Proc. AES 11 th Int. Conf., May 1992.
- [9] Peltonen, Timo. A Multichannel Measurement System for Room Acoustics Analysis. This thesis has been submitted for official examination for the Degree of Master of Science, in Espoo, on October 23rd, 2000.
- [10] Chu, W. T., "Impulse-Response and Reverberation-Decay Measurements Made by Using a Periodic Pseudorandom Sequence". Applied Acoustics 29 (1990) pp. 193-205.
- [11] Müller, S., Massarani P., "Transfer Function Measurements with Sweeps". J.AES, Vol. 49, number 6, pp.443. 2001.
- [12] Vorländer M., Bietz H. 1994. Comparison of Methods for Measuring Reverberation Time. Acustica Vol. 80. pp. 205–215.
- [13] ISO 3382:1997. Acoustics – Measurement of the reverberation time of rooms with reference to other acoustical parameters.

- [14] Sabine W. C. 1900. Architectural Acoustics. Am. Arch. Building News Vol. **68** (1900). (Reprinted in Nyman T. J. (prep.) 1922/1964. Collected Papers on Acoustics. Dover, New York 1964.)
- [15] Gerken, M. & Burt P. M. S., Apostila com notas de aula de Processamento Digital de Sinais. PTC – USP, 2000.
- [16] ANSI S1.1-1986 (ASA 65-1986): Specifications for Octave-Band and Fractional-Octave-Band Analog and Digital Filters, ASA, New York, 1993
- [17] IEC 61260:1995. Electroacoustics – Octave-band and fractional-octave-band filters. First Edition 1995-07. International Electrotechnical Commission. Geneve. 53 p.
- [18] IEC 61672:1996 Electroacoustics-Sound Level Meters, IEC, Geneva, Nov. 1996.
- [19] Roederer, J. G., “Introdução à Física e Psicofísica da Música”, São Paulo, Edusp,2002
- [20] Burt, Phillip M. S. “Measuring Acoustic Responses with Maximum-Length Sequences”. In ITS Proceedings, pp 284-289. Agosto 1998.
- [21] Heyser R. C. 1988. An anthology of the works of Richard C. Heyser on measurement, analysis and perception. AES Inc., New York 1988. 279 p.
- [22] Vanderkooy, John. “Another Approach to Time Delay Spectrometry”. J.AES, vol. 34, July 1986, pp.523-538.
- [23] Greiner, Richard; Wania, Jamsheed; Noejovich, Gerardo. “A Digital Approach to Time Delay Spectrometry”. J.AES, vol.37, July 1989, pp593-602.
- [24] Lundeby A., Vigran T.E., Bietz H., Vorländer M. 1995. Uncertainties of Measurements in Room Acoustics. Acustica Vol. **81** (1995). pp. 344–355.
- [25] Chu W. T. “Comparison of reverberation measurements using Schroeder's impulse method and decay-curve averaging method”. J. Acoust. Soc. Am. **63**(5), May 1978. pp. 1444–1450.

- [26] Hirata Y. "A Method of Eliminating Noise in Power Responses" J. Sound Vib. vol. **82** pp. 593–595. 1982.
- [27] Gustafsson, F., "Determining the initial states in forward-backward filtering," *IEEE Transactions on Signal Processing*, April 1996, Volume 44, Issue 4, pp. 988—992.
- [28] Cohn, M. & Lempel, A. "On Fast M-Sequence Transforms". IEEE Trans. Inf. Theory IT-23 (1977) 135-137
- [29] Couvreur C. 1997. The Octave Toolkit. A series of Matlab m-files generates A-weighting, C-weighting, octave and one-third-octave digital filters. URL:
<http://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/loadFile.do?objectId=69&objectType=FILE>.
 Acessado em 28/03/2004.
- [30] Aurora 2000. The Aurora Homepage. URL:
<http://www.ramsete.com/aurora/home.htm>. Acessado em 20.11.2003.
- [31] Kob M., Vorländer M. "Band Filters and Short Reverberation Times". *Acustica* Vol. **86**, 2000. pp. 350–357.
- [32] Farina, Angelo. Simultaneous Measurement of Impulse Response and Distortion with a Swept-Sine Technique. Presented at the 108th AES Convention 2000, February 18-22. Paris, France.

Bibliografia Recomendada

- [33] Beranek, L. L. Acoustical Measurements. New York: Acoustical Society of America, p.13. 1988.
- [34] Beranek, L. L. Acoustics. New York: Acoustical Society of America, 1993. Bjor, O. H. "Maximum Length Sequence", Norsonic AS. Disponível em www.norsonic.com/media/mls_theory.pdf. Acessado em 28/03/2004.
- [35] Bradley, J. S. "Auditorium Acoustics Measures from Pistol Shots", J. Acoust. Soc. Am, Vol. 80, No. 1, July 1986, pp199-205.

- [36] Berkhout, A. J.; Vries, D. & Boone, M. M. "A new method to acquire impulse response in concert halls". *J. Acoust. Soc. Am.* 68(1), pp. 179-183, July, 1980.
- [37] Gerges, S. N. Y. & Gomes, A. G. "Modeling of Room Acoustic Parameters Using MLS Technique and Numerical Simulation". In 7th International IBPSA Conference, Rio de Janeiro, Brazil, 2001.
- [38] Griesinger, D. "Impulse Response Measurement Using All-Pass Deconvolution", Lexicon, Inc. Disponível em <world.std.com/~griesngr/dgaes92b.pdf>. Acessado em 28/03/2004.
- [39] MacWilliams F. J., Sloane N. J. A. 1976. Pseudo-Random Sequences and Arrays. *Proc. IEEE*, Vol. 64, No. 12, December 1976. pp. 1715–1729.
- [40] Yarlagadda, R. K.; Hershey, J. E. "Hadamard Matrix Analysis and Synthesis" Kluwer Academic Pub.1997.
- [41] Yarmolik, V. N.; Demidenko, S. N. "Generation and Application of Pseudorandom Sequences for Random Testing" John Wiley and Sons, 1988.

Anexo A

Tabela A-1. Para as MLS de ordem 2 a 32, mostra-se seu comprimento e possíveis combinações de realimentação para somadores exclusivos de duas ou quatro entradas.

<i>Ordem n</i>	<i>Comprimento L</i>	<i>Classe</i>	<i>Realimentação</i>
2	3	a	2, 1
3	7	a	3, 1
		b	3, 2
4	15	a	4, 1
		b	4, 3
5	31	a	5, 2
		b	5, 3
6	63	a	6, 1
		b	6, 5
7	127	a	7, 1
		b	7, 6
8	255	a	8, 6, 5, 1
		b	8, 5, 3, 2
9	511	a	9, 4
		b	9, 5
10	1.023	a	10, 3
		b	10, 7
11	2.047	a	11, 2
		b	11, 9
12	4.095	a	12, 7, 4, 3
		b	12, 11, 8, 6
		c	12, 11, 10, 2
13	8.191	a	13, 4, 3, 1
		b	13, 12, 10, 9
14	16.383	a	14, 12, 11, 1
		b	14, 13, 8, 4
		c	14, 13, 12, 2

<i>Ordem n</i>	<i>Comprimento L</i>	<i>Classe</i>	<i>Realimentação</i>
15	32.767	a	15, 1
		b	15, 14
		c	15, 11
		d	15, 8
16	65.535	a	16, 5, 3, 2
		b	16, 15, 13, 4
17	131.071	a	17, 3
		b	17, 14
		c	17, 14, 13, 9
18	262.143	a	18, 7
		b	18, 11
19	524.287	a	19, 6, 5, 1
		b	19, 18, 17, 14
20	1.048.575	a	20, 3
		b	20, 17
21	2.097.151	a	21, 2
		b	21, 19
22	4.194.303	a	22, 1
		b	22, 21
23	8.388.607	a	23, 5
		b	23, 18
24	16.777.215	a	24, 4, 3, 1
		b	24, 23, 22, 17
25	33.554.431	a	25, 3
26	67.108.863	a	26, 8, 7, 1
27	134.217.727	a	27, 8, 7, 1
28	268.435.455	a	28, 3
29	536.870.911	a	29, 2
30	1.073.741.823	a	30, 16, 15, 1
31	2.147.483.647	a	31, 3
32	4.294.967.295	a	32, 28, 27, 1

Os blocos de atraso são numerados de 1 to n, com n correspondendo à saída do último bloco (o bloco mais à direita da figura 2.2-2). Esta tabela foi extraída da tese de Peltonen [9].

Anexo B

Aqui estão apresentados os algoritmos desenvolvidos ao longo do projeto para o tratamento da resposta impulsiva e cálculo dos parâmetros acústicos.

Os métodos de tratamento do sinal foram desenvolvidos em forma de funções independentes, permitindo que o usuário verifique o resultado fornecido por cada método. Estas funções, após tratarem o sinal chamam outras funções que calculam os parâmetros acústicos desejados.

Cálculo dos parâmetros energéticos:

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% energeticos.m

%Esta funcao calcula alguns dos parametros acusticos para
%salas.
%Tem como entrada a resposta impulsiva ao quadrado e a
%taxa de amostragem do sinal.

function [C50,C80,D50,D80,CT]=energeticos(energia,Fs);

t50 = round(0.05*Fs);
t80 = round(0.08*Fs);

%Clarity = razao entre energia inicial do sinal, e energia remanescente.
C50 = 10*log10(sum(energia(1:t50))/sum(energia(t50:end)));
C80 = 10*log10(sum(energia(1:t80))/sum(energia(t80:end)));

%Definition = razao entre energia inicial do sinal, e energia total do
sinal.
D50 = sum(energia(1:t50))/sum(energia)*100;
D80 = sum(energia(1:t80))/sum(energia)*100;

%Tempo Central, equivalente ao centro de gravidade da curva de energia.
x=(0:length(energia)-1)/Fs;
CT = sum(energia(:).*x(:))/sum(energia);
```

Cálculo dos tempos de reverberação:

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% reverberacao.m
%
%Esta funcao calcula o tempo de reverberacao de uma sala
%em funcao da sua resposta impulsiva.
%
%           [EDT,T20,T30,T40] = reverberacao(IR^2,Fs,flag)
%
%Tem como entrada a a resposta impulsiva ao quadrado e a taxa de
amostragem
%Esta curva de Schroeder deve ter sido obtida apos descartar o atraso
%da resposta impulsiva.
```

```

%Tem como saida os tempos de reverberacao T20, T30 e T40, alem do EDT
%
%A variavel de flag define se a funcao ira plotar ou nao as assintotas
%calculadas. Caso nao seja definido, a funcao nao ira gerar estes
graficos.

function [EDT,T20,T30,T40] = reverberacao(varargin)

ir = varargin{1};
Fs = varargin{2};
E(length(ir):-1:1) = (cumsum(ir(length(ir):-1:1))/sum(ir));

if find(E < 0)
    E(min(find(E < 0)):end) = [];
    E=10*log10(E);
else
    E=10*log10(E);
end

if nargin == 3
    flag = varargin{3};
else
    flag = 0;
end

x = (0:length(E)-1)/44100;

%Calcula o Early Decay Time (EDT) do sinal. A curva de Schroeder
fornecida deve
%ter sido obtida a partir de uma resposta impulsiva sem ruido de inicio.
t10 = min(find(E < -15));
[A10,B10] = intlinear(x(1:t10),E(1:t10));
EDT = (-60)/(B10);

% Calcula os tempos de reverberacao da resposta impulsiva (T20 e T30) a
partir
% curva de Schroeder (em dB) fornecida no argumento de entrada.

if flag == 1
    %grafico de saida
    figure, plot(x,E,'LineWidth',1.5);
end

begin = min(find(E < -5));
t25 = min(find(E < -25)); %Se a curva nao for monotonica, o
primeiro ponto onde a curva
t35 = min(find(E < -35)); %atinge -25 e -35dB limita a regioa de
iteracao.
t45 = min(find(E < -45));

%Usando 20dB
if ~isempty(t25)
    [A20,B20] = intlinear(x(begin:t25),E(begin:t25));
    T20 = (-60)/(B20);
else
    T20=NaN; %Caso a resposta impulsiva nao apresentefaixa
dinamica suficiente

```

```

end

%Usando 30dB
if ~isempty(t35)
    [A30,B30] = intlinear(x(begin:t35),E(begin:t35));
    T30 = (-60)/(B30);
else
    T30=NaN; %Caso a resposta impulsiva nao apresente faixa
dinamica suficiente
end

if nargin == 4
    %Usando 40dB
    if ~isempty(t45)
        [A40,B40] = intlinear(x(begin:t45),E(begin:t45));
        T40 = (-60)/(B40);
    else
        T40=NaN;
    end
else
    T40=NaN; %Caso a resposta impulsiva nao apresente faixa
dinamica suficiente
end

if flag == 1
    title('Aproximacao dos tempos de Decaimento');
    ylim([-70 0]);
    ylimit = ylim;
    xlabel('tempo (s)'), ylabel('dB')
    xlim([0 max([T20 T30 T40])*1.1]);
    xlimit=xlim;

    line([0, (-60-A10)/(B10)], [A10,-60], 'Color','m', 'LineWidth',.5);
    line([0, (-60-A20)/(B20)], [A20,-60], 'Color','r', 'LineWidth',.5);
    line([0, (-60-A30)/(B30)], [A30,-60], 'Color','g', 'LineWidth',.5);
    if nargin == 4
        line([0, (-60-A40)/(B40)], [A40,-60], 'Color','y', 'LineWidth',.5);
    end
    line([xlimit(1),xlimit(2)], [-60,-
60], 'Color',[.4,.4,.4], 'LineWidth',.5);

    legend('Curva de Schroeder', ['EDT (ms) = ', num2str(EDT*1000)], ['T_2_0
(ms) = ', num2str(T20*1000)], ...
        ['T_3_0 (ms) = ', num2str(T30*1000)], ['T_4_0 (ms) =
', num2str(T40*1000)])
end

```

Obtenção dos parâmetros pelo método de Hirata:

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% hrtparam.m
%
%Esta funcao calcula os diversos parametros acusticos de uma sala. O
%tratamento do sinal e feito pelo metodo de Hirata.
%
%[s]=parametros(IR,fs,'metodo')

```

```

%
%Tem como entrada as duas resposta impulsiva e a taxa de amostragem. As
%duas respostas devem ser obtidas sob a mesma configuracao do sistema de
%medida.
%Tem como saida uma arquivo de texto com o valor dos parametros para as
%diversas bandas de frequencia. Se desejado, fornece uma matrix com estes
%valores, onde a primeira linha sao as frequencias centrais, ao inves do
%arquivo de texto.
%A variavel flag = 1 indica se deseja ver os graficos ca curva de
Schroeder

function [saida]=hrtparam(IR1,IR2,fs,flag)

if size(IR1,1) < size(IR2,1)           %condiciona o tamanho das sequencias
    IR2 = IR2(1:size(IR1,1));
elseif size(IR1,1) > size(IR2,1)
    IR1 = IR1(1:length(IR2));
end

banda1 = filtros(IR1,fs);
banda2 = filtros(IR2,fs);

for n = 1:size(banda1,2)
    s(1,n) = ceil(1000*2^(n-5));
    aux = banda1(:,n).*banda2(:,n);
    comeco = inicio(aux);
    aux = aux(comeco:end);
    [s(2,n),s(3,n),s(4,n),s(5,n),s(6,n)] = energeticos(aux,fs);
    [s(7,n),s(8,n),s(9,n),s(10,n)] = reverberacao(aux,fs,flag);
end

if nargin == 1
    saida = s;
    saida(1,9) = (['A']);
    saida(1,10) = (['C']);
    saida(1,11) = (['L']);
else
    tabela(s,size(banda1,2))
end
end

```

Obtenção dos parâmetros pelo método de Chu:

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% chuparam.m
%
%Esta funcao calcula os diversos parametros acusticos de uma sala. O
%tratamento do sinal e feito pelo metodo de Chu.
%
%[s]=chuparam(IR,fs)
%
%Tem como entrada a resposta impulsiva e a taxa de amostragem.
%Tem como saida uma arquivo de texto com o valor dos parametros para as
%diversas bandas de frequencia. Se desejado, fornece uma matrix com estes
%valores, onde a primeira linha sao as frequencias centrais, ao inves do
%arquivo de texto.

```

```

%A variavel flag = 1 indica se deseja ver os graficos ca curva de
Schroeder

function [saida]=chuparam(IR,fs,flag)

banda = filtros(IR,fs);
ruído = banda(round(.9*length(banda)):end,:).^2;
RMS = sum(ruído)/length(ruído);

for n = 1:size(banda,2)
    s(1,n) = ceil(1000*2^(n-5));
    comeco = inicio(banda(:,n));
    aux = banda(comeco:end,n).^2-RMS(n);
    [s(2,n),s(3,n),s(4,n),s(5,n),s(6,n)] = energeticos(aux,fs);
    [s(7,n),s(8,n),s(9,n),s(10,n)] = reverberacao(aux,fs,flag);
end

if nargin == 1
    saida = s;
    saida(1,9) = (['A']);
    saida(1,10) = (['C']);
    saida(1,11) = (['L']);
else
    tabela(s,size(banda,2))
end

```

Obtenção dos parâmetros pelo método de Lundeby:

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% ldbparam.m
%
%Esta funcao calcula os diversos parametros acusticos de uma sala. O
%tratamento do sinal e feito pelo metodo de Lundeby.
%
%[s]=parametros(IR,fs,flag)
%
%Tem como entrada a resposta impulsiva e a taxa de amostragem.
%Tem como saida uma arquivo de texto com o valor dos parametros para as
%diversas bandas de frequencia. Se desejado, fornece uma matrix com estes
%valores, onde a primeira linha sao as frequencias centrais, ao inves do
%arquivo de texto.
%A variavel flag = 1 indica se deseja ver os graficos ca curva de
Schroeder
%e metodo de Lundeby

function [saida]=ldbparam(IR,fs,flag)

banda = filtros(IR,fs);

for n = 1:size(banda,2)
    s(1,n) = ceil(1000*2^(n-5));
    comeco = inicio(banda(:,n));
    fim = lundeby(banda(:,n),fs,flag);
    aux = banda(comeco:fim,n).^2;
    [s(2,n),s(3,n),s(4,n),s(5,n),s(6,n)] =
energeticos(banda(comeco:fim,n).^2,fs);

```

```

[s(7,n),s(8,n),s(9,n),s(10,n)] =
reverberacao(banda(comeco:fim,n).^2,fs,flag);
end

if nargin == 1
    saida = s;
    saida(1,9) = (['A']);
    saida(1,10) = (['C']);
    saida(1,11) = (['L']);
else
    tabela(s,size(banda,2))
end

```

O ponto de cruzamento no método de Lundeby é fornecido pela seguinte sub-função:

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Lundeby.m
%
%Esta funcao realiza as iteracoes do metodo de Lundeby.
%Aplicar metodo de Lundeby para determinar ponto de truncamento.
%
%[ponto,C]=lundeby(IR,Fs)
%
%Tem como entrada a resposta impulsiva e a taxa de amostragem
%Tem como saida o ponto de cruzamento da assintota de decaimento o nivel
de
%ruído e se desejado, a constante C usada para compensar o truncamento no
%calculo da curva de Schroeder.
%Se nao for fornecida variavel de saida, a funcao imprime um grafico dos
%niveis encontrados.

function [ponto,C]=lundeby(varargin)

warning off

energia_impulso = varargin{1}.^2;
Fs = varargin{2};
if nargin == 3
    flag = varargin{3};
else
    flag = 0;
end

    %Calcula o nivel de ruido dos ultimos 10% do sinal, onde se
assume que o ruido ja domine o sinal
rms_dB =
10*log10(mean(energia_impulso(round(.9*length(energia_impulso)):end))/max
(energia_impulso));

%divide em intervalos e obtem media
t = floor(length(energia_impulso)/Fs/0.01);
v = floor(length(energia_impulso)/t);

```

```

for n=1:t
    media(n) = mean(energia_impulso(((n-1)*v)+1):(n*v));
    eixo_tempo(n) = ceil(v/2)+((n-1)*v);
end
mediadB = 10*log10(media/max(energia_impulso));

%obtem a regressao linear o intervalo de 0dB e a media mais proxima de
rms+10dB
r = max(find(mediadB > rms_dB+10));
if any (mediadB(1:r) < rms_dB+10)
    r = min(find(mediadB(1:r) < rms_dB+10));
end
if r==1
    r=2;
end

[A,B] = intlinear(eixo_tempo(1:r),mediadB(1:r));
cruzamento = (rms_dB-A)/B;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%INICIA A PARTE ITERATIVA DO
PROCESSO%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

erro=1;
INTMAX=50;
vezes=1;
while (erro > 0.0001 & vezes <= INTMAX)

    %Calcula novos intervalos de tempo para media, com aproximadamente p
    passos por 10dB
    clear r t v n media eixo_tempo;

    p = 3; %numero de passos por decada
    delta = abs(10/B); %numero de amostras para o a linha de
    tendencia decair 10dB
    v = floor(delta/p); %intervalo para obtencao de media
    t = floor(length(energia_impulso(1:round(cruzamento-delta)))/v);
    if t < 2 %numero de intervalos para obtencao
    da nova media no intervalo
        t=2; %que vai do inicio ate 10dB antes do
    ponto de cruzamento.
    end

    for n=1:t
        media(n) = mean(energia_impulso(((n-1)*v)+1):(n*v));
        eixo_tempo(n) = ceil(v/2)+((n-1)*v);
    end
    mediadB = 10*log10(media/max(energia_impulso));

    clear A B noise energia_ruido rms_dB;
    [A,B] = intlinear(eixo_tempo,mediadB);

    %nova media da energia do ruido, iniciando no ponto da linha de
    tendencia 10dB abaixo do cruzamento.
    noise = energia_impulso(round(cruzamento+delta):end);
    if (length(noise) < round(.1*length(energia_impulso)))
        noise = energia_impulso(round(.9*length(energia_impulso)):end);
    end
end

```

```

rms_dB = 10*log10(mean(noise)/max(energia_impulso));

%novo ponto de cruzamento.
erro = abs(cruzamento - (rms_dB-A)/B)/cruzamento;
cruzamento = round((rms_dB-A)/B);
vezes = vezes + 1;
end

if nargout == 1
    if cruzamento > length(energia_impulso)      %caso o sinal nao atinja
o patamar de ruido
        ponto = length(energia_impulso);        %nas amostras fornecidas,
considera-se o ponto
    else                                          %de cruzamento a ultima
amosta, o que equivale
        ponto = cruzamento;                    %a nao truncar o sinal.
    end
elseif nargout == 2
    if cruzamento > length(energia_impulso)
        ponto = length(energia_impulso);
    else
        ponto = cruzamento;
    end
end

C=max(energia_impulso)*10^(A/10)*exp(B/10/log10(exp(1))*cruzamento)/(-
B/10/log10(exp(1)));
end

if (nargout == 0 | flag == 1)
    figure

plot((1:length(energia_impulso))/Fs,10*log10(energia_impulso/max(energia_
impulso)));
    hold
    stairs(eixo_tempo/Fs,mediadB,'r');
    plot((1:cruzamento+1000)/Fs,A+(1:cruzamento+1000)*B,'g');
    line([cruzamento-
1000,length(energia_impulso)]/Fs,[rms_dB,rms_dB],'Color',[.4,.4,.4]);
    plot(cruzamento/Fs,rms_dB,'o','MarkerFaceColor','y','MarkerSize',10);
    hold
end

```

Um função independente realiza a filtragem em bandas de oitava de um sinal. Esta função também filtra o sinal pelos filtros de compensação A e C.

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%filtros.m
%
% [bandas] = filtros(sinal,fs)
%
%Banco de Filtros 1/8 e de compensacao A e C. A ultima linha apresenta a
%resposta impulsiva sem ser filtrada.
%Fs = frequencia de amostragem
%Os filtros de compensacao foram extraidos do tool box Octave.
%Realiza a filtragem em bandas de oitava, como recomendado pela norma

```

```

%IEC 61620.

function [bandas] = filtros(sinal,fs)

warning off MATLAB:nearlySingularMatrix

fc = 1000 * 2.^[-4 -3 -2 -1 0 1 2 3]; %frequencia central [63 125 250
500 1k 2k 4k 8k]
n = 3; %ordem do filtro butterworth

delta = inv(sqrt(2))*(sqrt(2)-1)^(1/2/n); %Correcao para filtro causal
a = (delta+sqrt(delta^2+4))/2;

%-----63-----
[b63,a63] = butter(n,[fc(1)/(fs/2)/a,fc(1)/(fs/2)*a]);
bandas(:,1) = filtfilt(b63,a63,sinal);

%-----125-----
[b125,a125] = butter(n,[fc(2)/(fs/2)/a,fc(2)/(fs/2)*a]);
bandas(:,2) = filtfilt(b125,a125,sinal);

%-----250-----
[b250,a250] = butter(n,[fc(3)/(fs/2)/a,fc(3)/(fs/2)*a]);
bandas(:,3) = filtfilt(b250,a250,sinal);

%-----500-----
[b500,a500] = butter(n,[fc(4)/(fs/2)/a,fc(4)/(fs/2)*a]);
bandas(:,4) = filtfilt(b500,a500,sinal);

%-----1000-----
[b1000,a1000] = butter(n,[fc(5)/(fs/2)/a,fc(5)/(fs/2)*a]);
bandas(:,5) = filtfilt(b1000,a1000,sinal);

%-----2000-----
[b2000,a2000] = butter(n,[fc(6)/(fs/2)/a,fc(6)/(fs/2)*a]);
bandas(:,6) = filtfilt(b2000,a2000,sinal);

%-----4000-----
[b4000,a4000] = butter(n,[fc(7)/(fs/2)/a,fc(7)/(fs/2)*a]);
bandas(:,7) = filtfilt(b4000,a4000,sinal);

%-----8000-----
[b8000,a8000] = butter(n,[fc(8)/(fs/2)/a,fc(8)/(fs/2)*a]);
bandas(:,8) = filtfilt(b8000,a8000,sinal);

%-----Compensao A-----
f1 = 20.598997;
f2 = 107.65265;
f3 = 737.86223;
f4 = 12194.217;
A1000 = 1.9997;
NUMs = [ (2*pi*f4)^2*(10^(A1000/20)) 0 0 0 0 ];
DENs = conv([1 +4*pi*f4 (2*pi*f4)^2],[1 +4*pi*f1 (2*pi*f1)^2]);
DENs = conv(conv(DENs,[1 2*pi*f3]),[1 2*pi*f2]);
[B,A] = bilinear(NUMs,DENs,fs);
bandas(:,9) = filter(B,A,sinal);

```

```

%-----Compencao C-----
f1 = 20.598997;
f4 = 12194.217;
C1000 = 0.0619;
pi = 3.14159265358979;
NUMs = [ (2*pi*f4)^2*(10^(C1000/20)) 0 0 ];
DENs = conv([1 +4*pi*f4 (2*pi*f4)^2],[1 +4*pi*f1 (2*pi*f1)^2]);
[B,A] = bilinear(NUMs,DENs,fs);
bandas(:,10) = filter(B,A,sinal);

%-----Linear-----
bandas(:,11) = sinal;

```

A geração do sinal MLS e dos respectivos vetores de permutação é feita por uma função do tipo MEX.

```

/*=====
 * mls2tap.c
 *
 * Calculates the n order Maximum Length Sequence.
 * Correct taps must be used, and only two taps may be used here.
 *
 * This is a MEX-file for MATLAB.
 * Bruno Masiero, Feb 2004
 *=====*/
#include <math.h>
#include "mex.h"
#include "matrix.h"

#define NDIM 2

/* Input Arguments */

#define N prhs[0]
#define TAP1 prhs[1]
#define TAP2 prhs[2]

/* Output Arguments */

#define Y plhs[0]
#define ROW plhs[1]
#define COL plhs[2]

void mls(unsigned long int n, unsigned long int tap1, unsigned long int tap2,
         double *y, double *row, double *col)
{
    unsigned int i, j, p, t, L, *temp;
    double *aux;
    L=pow(2,n)-1;

    temp = mxCalloc(L, sizeof(unsigned long int));
    aux = mxCalloc(L, sizeof(double));

    for (i=0;i<L;i++) *(temp+i) = (unsigned long int)*(y+i);

```

```

    for (i=0;i<n;i++) *(temp+i) = 1;
//Calcula a sequencia de maximo
    for (i=0;i<L-n;i++) *(temp+i+n) = *(temp+n+i-tap1) ^ *(temp+n+i-
tap2); //comprimento de ordem n.

    for (i=0;i<L;i++){
        row[i]=0; //Calcula
o vetor de permutacao
        for (j=0;j<n;j++){ //de
linhas.
            *(row+i) += *(temp+((i+L-j)%L)) * pow(2,j);
        }
    }

    for (i=0;i<L;i++){
        t=(unsigned long int)*(row+i);
        *(aux+t-1)=i+1;
    }
    for (i=0;i<L;i++) *(row+i) = *(aux+i);

    for (i=0;i<L;i++){ //Calcula o
vetor de permutacao
        col[i]=0; //de
colunas.
        for (j=0;j<n;j++){
            p = (unsigned long int)pow(2,j);
            t = (unsigned long int)*(aux+p-1);
            *(col+i) += *(temp+((t-1-i+L)%L)) * pow(2,j);
        }
    }

    for (i=0;i<L;i++) *(y+i) = pow(-1,*(temp+i)); //Mapeia 1
-> -1 e 0 -> 1.

    mxFree(temp);
    mxFree(aux);
}

void mexFunction( int nlhs, mxArray *plhs[], int nrhs, const mxArray
*prhs[])
{
    unsigned long int n, tap1, tap2, L;
    double *y, *row, *col;

    /* Check for proper number of arguments */
    if (nrhs != 3) {
        mexErrMsgTxt("Three input arguments required.");
    } else if (nlhs > 3) {
        mexErrMsgTxt("Too many output arguments.");
    }

    /* Assign pointers to the input parameters */
    n = (unsigned long int)mxGetScalar(N);
    tap1 = (unsigned long int)mxGetScalar(TAP1);
    tap2 = (unsigned long int)mxGetScalar(TAP2);

```

```

L = pow(2,n)-1;

/* Create matrix for the return arguments */

Y = mxCreateDoubleMatrix(L, 1, mxREAL);
ROW = mxCreateDoubleMatrix(L, 1, mxREAL);
COL = mxCreateDoubleMatrix(L, 1, mxREAL);

/* Assign pointers to the various parameters */
y = mxGetPr(Y);
row = mxGetPr(ROW);
col = mxGetPr(COL);

/* Do the actual computations in a subroutine */
mls(n,tap1,tap2,y,row,col);

return;
}

```

O algoritmo de entrelaçamento da FHT também foi realizado em uma função do tipo MEX.

```

/*=====
 * fht.c
 *
 * Calculates the Fast Hadamard Transform of a radix 2 sequence.
 * The input vector must be a columnwise vector, os size 2^n.
 *
 * This is a MEX-file for MATLAB.
 * Bruno Masiero, Feb 2004
 *=====*/
#include <math.h>
#include "mex.h"

/* Input Arguments */

#define DATA_IN prhs[0]

/* Output Arguments */

#define VCT_OUT plhs[0]

void FHT(double *data, int pwr2)
{
    long length, i, j, k, ie, ie_half, kp;
    double temp;

    length = 1<<pwr2; /*tamanho da
sequencia*/

    for (i = pwr2; i > 0; i--) {
        ie = 1<<i;
        ie_half = ie>>1;

        for (j = 0; j < ie_half; j++) {

```

```

        for (k = j; k < length; k += ie) {
            kp = k+ie_half;
            temp = *(data+k)+*(data+kp);
            *(data+kp) = *(data+k)-*(data+kp);
            *(data+k) = temp;
        }
    }
}

void mexFunction( int nlhs, mxArray *plhs[], int nrhs, const mxArray
*prhs[] )
{
    double *vct;
    double *data;
    unsigned int i,m,n,t;

    /* Check for proper number of arguments */

    if (nrhs != 1) {
        mexErrMsgTxt("One input arguments required.");
    } else if (nlhs != 1) {
        mexErrMsgTxt("One input arguments required.");
    }

    /* Check the dimensions of DATA */
    m = (int)mxGetM(DATA_IN);
    n = (int)mxGetN(DATA_IN);
    t = log2(m);

    /* Create a matrix for the return argument */
    VCT_OUT = mxCreateDoubleMatrix(m, 1, mxREAL);

    /* Assign pointers to the various parameters */
    vct = mxGetPr(VCT_OUT);
    data = mxGetPr(DATA_IN);

    /* Do the actual computations in a subroutine */

    if (n != 1) mexErrMsgTxt("DATA must be a columnwise vector");
        else for(i=0;i<m;i++) vct[i] = data[i];

    /* Do the actual computations in a subroutine */
    FHT(vct,t);
    return;
}

```