



**Alexandre Bêco
Vieira**

**Caracterização objectiva e subjectiva de campos
sonoros**

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Electrónica e Telecomunicações, realizada sob a co-orientação científica dos Doutores José Manuel Neto Vieira e António Guilherme Rocha Campos, Professores Auxiliares do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro

o júri

presidente

Prof. Dra. Ana Maria Perfeito Tomé
Professora Associada da Universidade de Aveiro

Prof. Dr. Salviano Filipe Silva Pinto Soares
Professor Auxiliar da Universidade de Trás-os-Montes e Alto Douro

Prof. Dr. José Manuel Neto Vieira
Professor Auxiliar da Universidade de Aveiro

Prof. Dr. António Guilherme Rocha Campos
Professor Auxiliar Convidado da Universidade de Aveiro

agradecimentos

Aos meus orientadores, Prof. José Vieira e Prof. Guilherme Campos, pelo incansável apoio e enorme disponibilidade demonstrados no decorrer deste trabalho e por todo o conhecimento e inspiração transmitidos.

A José Fortes, por ter disponibilizado o seu estúdio móvel para a realização de testes, pela simpatia com que se dispôs a partilhar os seus conhecimentos e pelo apoio e encorajamento que vem manifestando desde o início do projecto.

A Luís Belo Lopes e Vítor Génio, pela preciosa colaboração nas experiências efectuadas.

Ao Prof. Paulo Dias pelas preciosas indicações relativas à biblioteca VTK.

Ao Prof. Armando Rocha pela disponibilização da plataforma de posicionamento e o respectivo *hardware* de controlo, material essencial à realização das experiências e medições.

A Sérgio Lopes, pela participação empenhada nos testes preliminares da experiência realizada.

Aos colegas da sala de trabalho pelo companheirismo e alegria diariamente emanados, em especial ao Daniel Albuquerque pelas “pequenas grandes” dicas ao longo do trabalho.

A todos os meus amigos pelo apoio, motivação e confiança que me têm transmitido tanto nos bons como nos maus momentos. Um agradecimento especial ao César Rodrigues pela constante cooperação neste trabalho, com o apoio na realização da experiência e o auxílio nas questões relacionadas com o *LabView*.

À minha família pelo inesgotável apoio e plena dedicação sem os quais não teria alcançado esta meta.

palavras-chave

Áudio, Captação de Som, Caracterização Acústica, *Chirp* logarítmico, Coluna de Som, Correlação, Gravação, Medição, Modelos Acústicos, Posicionamento de Microfones, Resposta Impulsional, RIR, Robot, Sala, Visualização.

resumo

Desenvolveu-se um sistema de caracterização do comportamento acústico de uma sala numa determinada área a partir de grelhas de respostas impulsionais. Estas grelhas podem provir de modelos matemáticos ou de medições efectuadas com um sistema automático de posicionamento de microfones.

Na medição das respostas impulsionais é utilizado o método de Farina (baseado em *chirp* logarítmico), reconhecidamente o mais eficiente no que toca à supressão da distorção harmónica. É possível analisar cada grelha de respostas impulsionais nos domínios do tempo e da frequência através da aplicação gráfica *FortiusVisualizer*, desenvolvida em C++ utilizando a biblioteca VTK (*Visualization Toolkit*). Esta aplicação permite ainda visualizar de forma análoga qualquer parâmetro acústico derivado das respostas impulsionais. A correcta visualização da propagação de ondas sonoras no domínio do tempo implica a sincronização de todas as respostas impulsionais medidas. Desenvolveu-se para este efeito uma técnica original que permite a obtenção de bons resultados utilizando equipamento áudio convencional.

Este sistema pode encontrar utilidade a curto prazo em várias aplicações práticas. A ambição a longo prazo é a detecção automática do posicionamento “óptimo” de microfones em sessões de gravação.

keywords

Acoustic Characterisation, Acoustic Models, Audio, Correlation, Impulse Response, Logarithmic Sine Sweep, Measurement, Microphone Positioning, Recording, RIR, Robot, Room, Sound Capture, Speaker, Visualisation.

abstract

A system was developed to characterise the acoustic behaviour of a room in selected areas based on impulse response grids. These data can be obtained either from mathematical models or experimental measurements carried out with an automatic microphone positioning system.

The impulse response measurements use the Farina method (based on logarithmic *chirps*), acknowledged as the most efficient in suppressing harmonic distortion. The system allows both time and frequency domain analysis to be carried out on the measured impulse response grids, through a C++ graphical application – *FortiusVisualizer* – developed using the *VTK* (*Visualization Toolkit*) library. Likewise, any acoustical parameter derived from the impulse responses can be visualised with the same application. Correct time-domain visualisation of sound wave propagation requires that the measured impulse responses be synchronised. For this purpose, an original technique was developed which ensures good results with only conventional audio equipment.

This system can find practical application in the short term in a number of areas. The long-term aim is automatic optimisation of microphone positioning in recording sessions.

Índice

Agradecimentos	v
Resumo	vii
Abstract	ix
Índice.....	xi
Lista de Figuras	xv
1 Introdução.....	1
2 Medição da Resposta Impulsional em Sistemas LTI	3
2.1 Sistemas Lineares e Invariantes no Tempo (LTI)	3
2.2 Resposta Impulsional de um Sistema LTI	4
2.3 Métodos de Medição de Respostas Impulsionais Acústicas	5
2.3.1 Introdução	5
2.3.2 Método da Correlação	6
2.4 Sinais de Teste	8
3 Método da Correlação utilizando <i>Chirp Logarítmico</i>	9
3.1 Introdução	9
3.2 Princípio de Funcionamento	9
3.3 Vantagens	12
3.4 Implementação e testes	15
3.4.1 <i>Chirp Logarítmico</i>	15
3.4.2 Filtro inverso	17
4 Aquisição de Grelhas de Respostas Impulsionais	23
4.1 Introdução	23
4.2 <i>Hardware</i>	23

4.3	<i>Software</i>	24
4.4	Pós-Processamento	28
5	Visualização de Grelhas de RIR	32
5.1	Introdução	32
5.2	<i>Visualization Toolkit (VTK)</i>	32
5.2.1	Modelo Gráfico	33
5.2.2	Modelo de Visualização	34
5.3	<i>Fortius Visualizer</i>	35
5.4	Sincronização das RIR medidas	38
5.4.1	Introdução. Posição do problema	38
5.4.2	Técnica de sincronização.....	39
5.4.3	Variabilidade do atraso	41
5.4.4	Sincronismo dos canais estéreo	43
5.4.5	Resultados.....	44
6	Caracterização Subjectiva de uma Sala.....	47
6.1	Introdução	47
6.2	Experiência de Captação de Som	47
6.2.1	Localização e Montagem.....	47
6.2.2	Melhoramentos em relação à Experiência-Piloto	50
6.2.3	Preparação	50
6.2.4	Execução.....	52
6.2.5	Sugestões de Melhoria.....	53
6.3	Interpretação dos Dados Recolhidos	54
7	Conclusões e Trabalho Futuro.....	59
Anexo A – <i>Scripts MATLAB</i>	61	

Anexo B – Programa de controlo do <i>Robot</i> de Captação de Som	62
Anexo Z – Vídeos	62
Anexo D – Folhas de Registo e Procedimento.....	63
Anexo E – Gravações Anecóicas	63
Anexo F – Grelha de RIR medida.....	64
Referências	67

Lista de Figuras

Figura 2.1: Sistema genérico	3
Figura 2.2: Sistema LTI com entrada $\delta[n]$	4
Figura 2.3: Caracterização de um sistema LTI a partir da sua resposta impulsional	5
Figura 2.4: Obtenção da IR pelo método da correlação	6
Figura 2.5: Obtenção da RIR pelo método da correlação.....	7
Figura 3.1: Método da correlação com <i>chirp</i> logarítmico	9
Figura 3.2: Modelo de uma cadeia de medida acústica.....	12
Figura 3.3: <i>Chirp</i> logarítmico ($f_0=45\text{Hz}$ e $f_t=20\text{kHz}$)	15
Figura 3.4: <i>Chirp</i> logarítmico com os extremos atenuados.....	16
Figura 3.5: Representações no tempo e frequência do <i>chirp</i> logarítmico, <i>chirp</i> logarítmico filtrado e da convolução entre os dois	18
Figura 3.6: Cálculo de uma RIR conhecida.....	20
Figura 3.7: RIR de um sistema com componentes de distorção harmónica.....	21
Figura 4.1: Plataforma de Posicionamento XY	23
Figura 4.2: Sistema áudio do Robot de Captação de Som	24
Figura 4.3: Interface do programa de controlo do Robot de Captação de Som	27
Figura 4.4: Estrutura dos dados	29
Figura 4.5: FFT vs DTFT com espaçamento logarítmico na frequência.....	31
Figura 5.1: Janela de visualização	36
Figura 5.2: Sinal de sincronismo	40
Figura 5.3: Montagem da técnica de sincronização	41
Figura 5.4: Esquema de montagem do teste de quantificação de atraso temporal	41
Figura 5.5: Histogramas de atraso	42
Figura 5.6: Diagrama de olho do sinal recebido (computador pouco carregado)	43

Figura 5.7: Diagrama de olho do sinal recebido (computador sobrecarregado)	44
Figura 5.8: Grelha de RIR calculada com sincronismo.....	45
Figura 5.9: Grelha de RIR calculada sem sincronismo	46
Figura 6.1: Vista Geral do Anfiteatro IV.....	48
Figura 6.2: Montagem da experiência	48
Figura 6.3: Estúdio Móvel	49
Figura 6.4: Câmara anecóica do DETI	51
Figura 6.5: José Fortes durante o posicionamento remoto do <i>Robot</i> de Captação de Som.	53
Figura 6.6: Visualização de uma grelha de FFT com um conjunto de pontos assinalados .	55
Figura 6.7: Representação visual do parâmetro <i>Claridade</i> (C_{80})	56

1 Introdução

Este trabalho insere-se no projecto *Fortius*, iniciado no DETI/IEETA em 2006. O principal objectivo é interpretar de forma objectiva, e eventualmente traduzir algorítmicamente, os critérios empíricos utilizados por técnicos de som no posicionamento de microfones em sessões de gravação. Para tal é necessário relacionar dados de *caracterização objectiva* – provenientes da análise de respostas impulsionais medidas – e de *caracterização subjectiva* – obtidos em testes de preferência de posicionamento de microfones.

A ideia da realização deste projecto surgiu em 2006 no 8º Encontro da APEA (secção portuguesa da AES – *Audio Engineering Society*) da palestra “Os meus ses”, apresentada por José Fortes, um dos mais reputados técnicos de captação de som do nosso país.

Uma ferramenta essencial para este trabalho é o *Robot de Captação de Som*, desenvolvido para permitir o controlo remoto preciso da posição do microfone e a aquisição automática de grelhas de respostas impulsionais de salas (RIR – *Room Impulse Response*).

Para auxiliar a análise dos dados obtidos, desenvolveu-se uma aplicação gráfica flexível (*FortiusVisualiser*) que permite visualizar as grelhas de RIR na sua forma original (domínio do tempo) e correspondentes grelhas de espectros de frequência obtidas por análise de Fourier (*Fast Fourier Transform – FFT*), bem como quaisquer outros parâmetros acústicos objectivos delas derivados. Permite ainda registar as indicações de posicionamento obtidas em testes subjectivos e assim correlacionar os dados obtidos.

O passo seguinte será deduzir métricas objectivas (i.e. combinações de parâmetros calculados a partir das RIR) capazes de replicar (de forma sustentada do ponto de vista estatístico) critérios de preferência subjectiva de posicionamento de microfones. Se este passo for bem sucedido, estará aberta a possibilidade de criar um *robot* “inteligente”, capaz de posicionar automaticamente microfones em pontos de captação com características acústicas preferidas por um técnico de som ou um músico.

Esta dissertação, composta por seis capítulos, encontra-se dividida em duas grandes partes. A primeira parte, que aborda a caracterização objectiva de campos sonoros (salas), comprehende os capítulos 2, 3, 4 e 5. A segunda parte, representada pelo capítulo 6, descreve experiências de caracterização subjectiva de salas.

O capítulo 2 aborda os sistemas lineares e invariantes no tempo (LTI – *Linear, Time Invariant*) e os vários métodos que podem ser utilizados para a medição de respostas impulsionais de salas (RIR), com especial destaque para o método da correlação e os sinais de teste que nele podem ser empregues.

No capítulo 3 é discutido de forma detalhada o método da correlação com *chirp* logarítmico, que é o utilizado neste trabalho. São também apresentados todos os pormenores da sua implementação.

O capítulo 4 descreve as ferramentas de medição de matrizes de RIR. Começa por apresentar a descrição e o funcionamento do sistema mecânico de posicionamento utilizado para as medições, o *Robot* de Captação de Som. Segue-se uma explicação detalhada do pós-processamento necessário para o cálculo das RIR.

No capítulo 5 é descrito o funcionamento da aplicação *FortiusVisualizer*, desenvolvida para a visualização destes dados. É também apresentada uma técnica que foi criada para sincronizar todas as medições, de forma a visualizar correctamente as matrizes de RIR no domínio do tempo.

O capítulo 6 trata da parte experimental deste trabalho, descrevendo os testes de caracterização subjectiva realizados e expondo os resultados obtidos. São apresentadas ainda as várias sugestões que foram surgindo para melhorar a experiência e exploração de parâmetros subjectivos.

Por fim, no capítulo 7, são apresentadas as conclusões do trabalho realizado e são feitas recomendações para trabalho futuro. Apontam-se possíveis rumos para a melhoria do *Robot* de Captação de Som e sugerem-se algumas experiências e processos de análise de dados que poderão contribuir para o progresso deste projecto.

2 Medição da Resposta Impulsional em Sistemas LTI

2.1 Sistemas Lineares e Invariantes no Tempo (LTI)

Em Engenharia, dá-se o nome de sistema a algo que executa uma operação ou transformação sobre um sinal de entrada produzindo um sinal de saída (Ifeachor and Jervis 1993). Seja, então, $y(t)$ a resposta de um sistema H a um sinal de entrada $x(t)$, como se esquematiza na Figura 2.1.

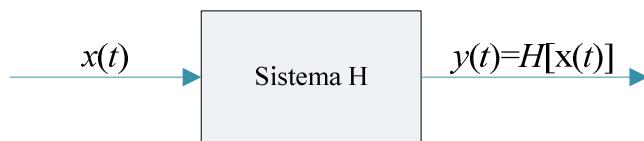


Figura 2.1: Sistema genérico

O sistema diz-se linear se possuir duas propriedades essenciais: Homogeneidade e Aditividade.

Homogeneidade: um sistema diz-se homogéneo quando a amplitude do seu sinal de saída é proporcional à amplitude do seu sinal de entrada, em que k é um escalar:

$$H[kx(t)] = kH[x(t)] \quad \text{Equação 2.1}$$

Aditividade: um sistema diz-se aditivo se responder à soma de dois sinais com a soma das respostas a cada um desses sinais:

$$H[x_1(t) + x_2(t)] = H[x_1(t)] + H[x_2(t)] \quad \text{Equação 2.2}$$

Como um sistema só é linear se possuir as duas características anteriormente descritas, pode escrever-se que o sistema é linear se e só se:

$$H[\alpha x_1(t) + \beta x_2(t)] = \alpha H[x_1(t)] + \beta H[x_2(t)] \quad \text{Equação 2.3}$$

Os símbolos α e β representam escalares.

Diz-se que um sistema é invariante no tempo se a um deslocamento temporal na sua entrada corresponder igual deslocamento na sua saída. Assim, para que o sistema

representado na Figura 2.1 seja invariante no tempo deverá responder à entrada $x(t-\tau)$ com a saída $y(t-\tau)$ (Ifeachor and Jervis 1993).

2.2 Resposta Impulsional de um Sistema LTI

No domínio de tempo contínuo o impulso de *Dirac* $\delta(t)$ define-se como um pulso de área unitária, duração infinitesimal e amplitude infinita. O seu equivalente no domínio discreto, $\delta[n]$, onde n representa o índice da amostra, é definido da seguinte forma:

$$\delta[n] = \begin{cases} 0, & n \neq 0 \\ 1, & n = 0 \end{cases} \quad \text{Equação 2.4}$$

Qualquer sinal de tempo discreto pode ser escrito em função de $\delta[n]$:

$$x[n] = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x[k] \delta[n-k] \quad \text{Equação 2.5}$$

Considere-se um sistema LTI com entrada $\delta[n]$. O seu sinal de saída é a resposta impulsional do sistema, representada por $h[n]$, como mostra a Figura 2.2:



Figura 2.2: Sistema LTI com entrada $\delta[n]$

Tendo em conta que o sistema é invariante no tempo, se a sua entrada for $x[n] = \delta[n-k]$, a sua resposta será $y[n] = h[n-k]$. Tendo em conta este resultado conjugado com a Equação 2.5 e sabendo que o sistema é linear, a resposta à entrada $x[n]$ será dada por:

$$y[n] = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x[k] h[n-k] \quad \text{Equação 2.6}$$

Esta equação define a convolução (representada pelo símbolo ‘*’) em tempo discreto:

$$y[n] = x[n] * h[n] \quad \text{Equação 2.7}$$

Deste resultado podemos concluir que os sistemas LTI formam uma importante categoria de sistemas em consequência de poderem ser completamente caracterizados pela sua resposta ao impulso de *Dirac* – Resposta Impulsional (IR – *Impulse Response*) (Figura 2.3).

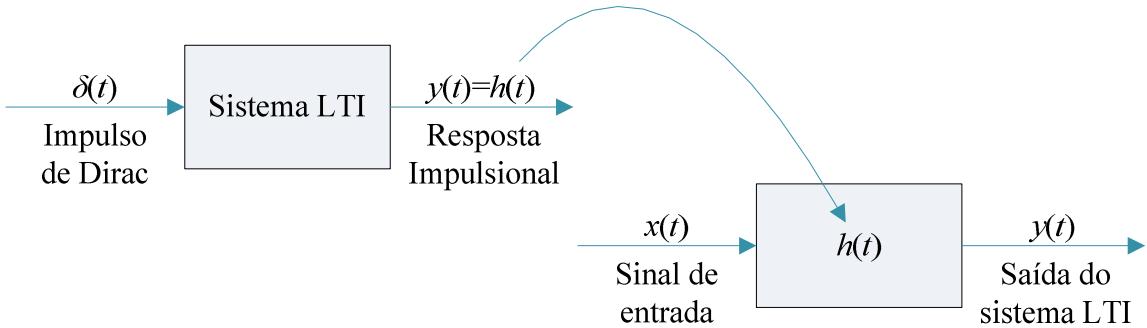


Figura 2.3: Caracterização de um sistema LTI a partir da sua resposta impulsional

Isto significa que dada a IR dum sistema LTI é possível prever a saída deste sistema para qualquer sinal de entrada (Ifeachor and Jervis 1993).

2.3 Métodos de Medição de Respostas Impulsionais Acústicas

2.3.1 Introdução

Na medida em que pode ser considerada como um sistema LTI (Beranek 1988), uma sala é completamente descrita do ponto de vista acústico pela sua resposta ao impulso (Secção 2.2). Assim, para caracterizar objectivamente o campo sonoro criado por uma fonte numa sala basta conhecer a sua resposta impulsional (RIR – *Room Impulse Response*), para cada posicionamento do receptor. Existem vários métodos para medição experimental de RIR, nomeadamente:

- Método Directo (com um impulso);
- Sequência de Sinusóides (*Stepped Sine*);
- Espectrometria com Atraso Temporal (*TDS – Time Delay Spectrometry*);
- Análise FFT a Dois Canais (*Dual-Channel FFT Analysis*);
- Método da Correlação.

Em (Müller and Massarani 2001; Stan, Embrechts et al. 2002; Rodrigues 2008) podem-se consultar descrições detalhadas dos métodos enumerados. Na Secção 2.3.2 é apresentada uma análise detalhada do método utilizado neste trabalho – Método da Correlação.

2.3.2 Método da Correlação

Na Figura 2.4 encontra-se esquematizado o método da correlação, escolhido para efectuar as medições de resposta impulsional do nosso sistema (sala).

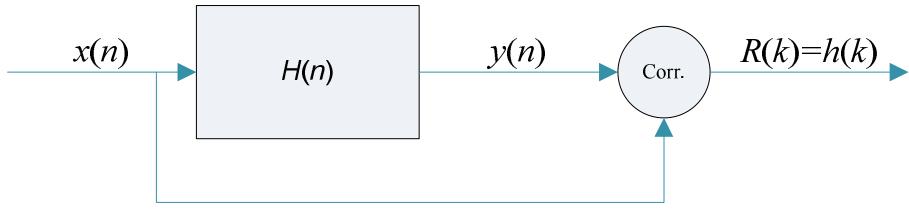


Figura 2.4: Obtenção da IR pelo método da correlação

Este método é baseado no seguinte princípio: se o sinal de entrada do sistema tiver autocorrelação bastante próxima de um impulso, então, a correlação cruzada entre o sinal de entrada e o sinal de saída corresponde à resposta impulsional do sistema em análise. De seguida apresenta-se a demonstração matemática deste princípio (Ifeachor and Jervis 1993).

A correlação entre os sinais de entrada e saída é dada pela Equação 2.8:

$$R_{xy}[\tau] = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x[n]y[n + \tau] \quad \text{Equação 2.8}$$

Sabendo que o sinal de saída (y) corresponde à convolução do sinal de entrada (x), de comprimento N_1 , com a resposta do sistema (h) (Secção 2.2), de comprimento N_2 , pode escrever-se:

$$\begin{aligned} R_{xy}[\tau] &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x[n] \left(\sum_{k=0}^{N-1} h[k]x[n + \tau - k] \right) = \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} h[k] \left(\sum_{n=-\infty}^{+\infty} x[n]x[n + \tau - k] \right) = \sum_{k=0}^{N-1} h[k]R_{xx}[\tau - k] \end{aligned} \quad \text{Equação 2.9}$$

Na Equação 2.9 N é definido por $N_1 + N_2 - 1$.

Como se parte do pressuposto que a autocorrelação do sinal de entrada pode ser aproximada a um impulso, pode escrever-se:

$$R_{xx}[\tau - k] = \delta[\tau - k] \quad \text{Equação 2.10}$$

Na equação anterior $\delta[n]$ representa o impulso unitário, dado pela Equação 2.4, o que implica:

$$\delta[\tau - k] = \begin{cases} 1, & \tau = k \\ 0, & \tau \neq k \end{cases} \quad \text{Equação 2.11}$$

Assim:

$$R_{xy}[\tau] = \sum_{k=0}^{N-1} h[k] \delta[\tau - k] = h[\tau] \quad \text{Equação 2.12}$$

Ou seja, a correlação cruzada entre a entrada e a saída equivale à resposta impulsional do sistema, como se pretendia demonstrar.

Este método pode ser aplicado ao sistema sala afim de obter a sua RIR. Deve-se começar por criar um sinal cuja autocorrelação seja próxima de um impulso. Este será reproduzido numa coluna de som e captado por um microfone. Por fim é calculada a correlação cruzada entre o sinal injectado na sala e o sinal captado pelo microfone. O resultado deste cálculo corresponderá à resposta impulsional do sistema (sala) em estudo, como esquematiza a Figura 2.5.

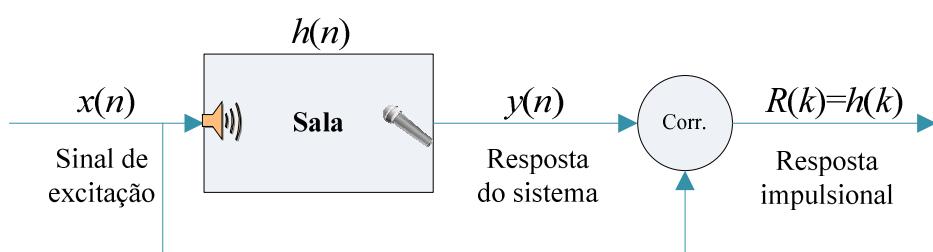


Figura 2.5: Obtenção da RIR pelo método da correlação

2.4 Sinais de Teste

Os sinais de teste dividem-se em dois grupos: sinais aleatórios (e.g. ruído branco) e sinais pseudo-aleatórios (e.g. sequências de comprimento máximo (MLS – *Maximum Length Sequences*), varrimentos em frequência – *chirps*). Os sinais de teste pseudo-aleatórios possuem a vantagem de serem determinísticos, o que torna possível criá-los, em qualquer altura, através das suas equações geradoras.

O ruído branco gausseano é um sinal constituído por um conjunto de amostras aleatórias, estatisticamente independentes e com média nula. A sua autocorrelação é muito próxima do impulso e a sua densidade espectral de potência constante (espectro branco) (Mitra and Kaiser 1993).

As MLS são sinais pseudo-aleatórios que consistem numa sequência binária determinística com comprimento $L = 2^N - 1$ amostras, sendo N a ordem da sequência. Quando repetida periodicamente, a sequência possui autocorrelação muito próxima do impulso e um espectro de frequência uniforme (Müller and Massarani 2001).

Um *chirp* linear, denominado na literatura inglesa por *linear sine sweep*, é um sinal sinusoidal, de amplitude constante, cuja frequência varia linearmente ao longo do tempo. O *chirp* linear tem um espectro branco e autocorrelação muito próxima do impulso, à semelhança do sinal MLS. Porém, ao contrário deste, só injecta no sistema um único valor de frequência em cada instante. Tal facto diminui drasticamente o risco de sobrecarregar o sistema quando se aplica um sinal de teste de maior amplitude, o que facilita a obtenção de elevadas SNR. (Farina 2000; Müller and Massarani 2001; Stan, Embrechts et al. 2002).

O *chirp* logarítmico partilha quase todas as características do *chirp* linear. A grande diferença é que a variação da frequência do sinal sinusoidal ao longo do tempo ocorre, não de forma linear, mas de forma logarítmica, o que se traduz numa maior duração das baixas frequências. Os detalhes serão apresentados na Secção 3.2.

3 Método da Correlação utilizando *Chirp* Logarítmico

3.1 Introdução

Atingiu-se razoável consenso na literatura de que a opção mais vantajosa para medições de RIR é a técnica proposta por Ângelo Farina, baseada em sinais de teste quasi-sinusoidais, com varrimento exponencial do domínio da frequência (*exponential sine-sweep*), também conhecidos como *chirps* logarítmicos (Farina 2000). Esta foi a técnica adoptada neste trabalho para a medição das grelhas de RIR. Nas próximas duas secções são apresentados os princípios de funcionamento desta técnica e a sua implementação, incluindo testes que evidenciam algumas das suas vantagens.

3.2 Princípio de Funcionamento

O processo de obtenção da RIR encontra-se esquematizado no diagrama da Figura 3.1.

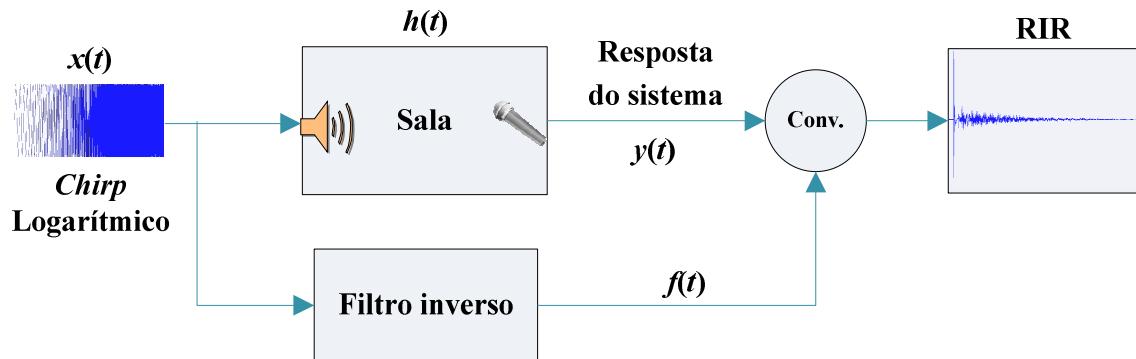


Figura 3.1: Método da correlação com *chirp* logarítmico

O sinal de excitação (*chirp* logarítmico) é injectado no sistema (espaço acústico), através de um sistema sonoro compreendendo um amplificador e uma coluna de som. Simultaneamente, num determinado ponto desse espaço acústico, grava-se a resposta usando um microfone. Esta gravação, que deve durar um pouco mais que o sinal de excitação para poder captar a reverberação do espaço acústico, é depois convolucionada com o sinal de entrada transformado por um filtro, obtendo desta forma a RIR do sistema.

Segue-se a dedução da equação geral de um *chirp* logarítmico.

Considere-se uma sinusóide:

$$x(t) = \sin(\theta(t)) = \sin(2\pi f(t)t) \quad \text{Equação 3.1}$$

Sabendo que a sua frequência varia de forma logarítmica ao longo do tempo, tem-se (Farina 2000):

$$\theta(t) = K \left(e^{\frac{t}{L}} - 1 \right) \quad \text{Equação 3.2}$$

Logo,

$$f(t) = \frac{\partial(\theta(t))}{\partial t} \cdot \frac{1}{2\pi} = K \cdot \frac{e^{\frac{t}{L}}}{L} \cdot \frac{1}{2\pi} \quad \text{Equação 3.3}$$

Substituindo na Equação 3.3 os instantes de tempo em que começa e acaba o *chirp*, respectivamente 0 e T_{final} , vem:

$$\begin{cases} f(0) = \frac{K}{2\pi L} = f_0 \\ f(T_{final}) = K \cdot \frac{e^{\frac{T_{final}}{L}}}{L} \cdot \frac{1}{2\pi} = f_1 \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} L = \frac{T_{final}}{\ln(f_1/f_0)} \\ K = \frac{2\pi f_0 T_{final}}{\ln(f_1/f_0)} \end{cases} \quad \text{Equação 3.4}$$

sendo f_0 e f_1 as frequências inicial e final do *chirp*, respectivamente.

Substituindo K e L na Equação 3.2, tem-se:

$$\theta(t) = \frac{2\pi f_0 T_{final}}{\ln(f_1/f_0)} \cdot \left(e^{\frac{t}{T_{final}} \cdot \ln(f_1/f_0)} - 1 \right) \quad \text{Equação 3.5}$$

Logo,

$$x(t) = \sin \left[\frac{2\pi f_0 T_{final}}{\ln(f_1/f_0)} \cdot \left(e^{\frac{t}{T_{final}} \cdot \ln(f_1/f_0)} - 1 \right) \right] \quad \text{Equação 3.6}$$

A frequência inicial, f_0 , e a frequência final, f_1 , são escolhidas tendo em conta a resposta em frequência da cadeia acústica de medida utilizada, na qual normalmente a coluna de som é o elemento mais limitador.

O *chirp* logarítmico é, à primeira vista, inapropriado para o método da correlação, pois a sua autocorrelação possui um espectro rosa¹. No entanto, este inconveniente pode ser ultrapassado se for utilizado um filtro, a que chamaremos *filtro inverso*, que inverte o *chirp* logarítmico ao longo do eixo temporal e modula o espectro do sinal resultante, atenuando a sua amplitude segundo uma lei logarítmica, desde $0dB$ até $-6\log_2\left(\frac{f_1}{f_0}\right)dB$. O filtro é tal

que a convolução do sinal resultante, $f(t)$, com o próprio *chirp*, $x(t)$, aproxima um impulso de Dirac, $\delta(t)$:

$$x(t) * f(t) = \delta(t) \quad \text{Equação 3.7}$$

Nesta equação, o símbolo ‘*’ representa a operação *convolução*.

O objectivo da modulação do espectro é compensar a diferença de energia entre altas e baixas frequências no *chirp* logarítmico e conseguir um espectro plano. Devido à inversão temporal do sinal de entrada, a correlação exigida pelo método descrito na Secção 2.3.2 é substituída por uma convolução, pois as duas operações são equivalentes se um dos sinais sofrer uma inversão temporal (Ifeachor and Jervis 1993).

¹ Um sinal com espectro rosa tem uma densidade espectral de potência proporcional ao inverso da frequência. Todas as oitavas do seu espectro têm igual energia.

Para obter a RIR do sistema basta assim calcular a convolução entre a saída, $y(t)$, e o sinal de entrada processado pelo filtro inverso, $f(t)$:

$$h(t) = y(t) * f(t)$$

Equação 3.8

Mais detalhes relativos à implementação do filtro inverso em *MATLAB* serão apresentados na Secção 3.4.2.

3.3 Vantagens

A utilidade prática das RIR (cálculo da resposta para qualquer sinal de entrada através de convolução) baseia-se no pressuposto de que uma sala é um sistema linear e invariante no tempo. Como ficou claro na Secção 2.3, a validade dos métodos indirectos de medição de RIR depende também do mesmo pressuposto. Pode, no entanto, haver não-linearidades no sistema, introduzidas pela cadeia de medida. Esta situação é ilustrada pelo diagrama de blocos da Figura 3.2, comum a todos os métodos referidos na Secção 2.3.

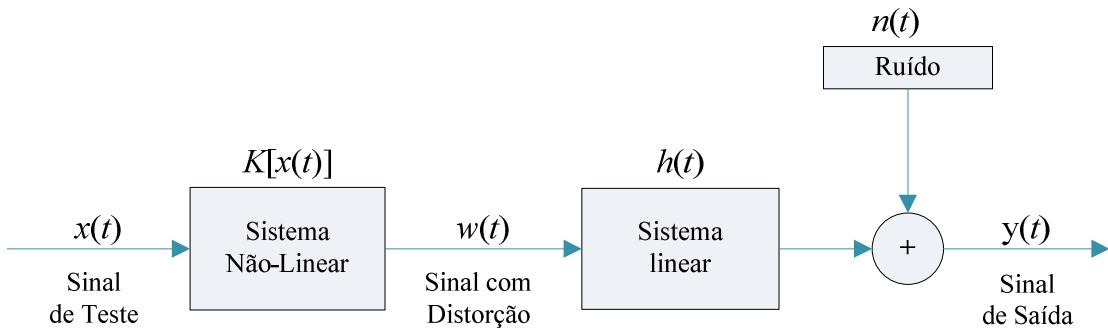


Figura 3.2: Modelo de uma cadeia de medida acústica

Nestas condições, a RIR obtida pode surgir contaminada por artefactos de distorção harmónica, o que diminui a sua relação sinal-ruído (SNR – *Signal-to-Noise Ratio*).

A técnica de Farina (Farina 2000) atenua este problema, pois a utilização do *chirp* logarítmico permite separar, no domínio do tempo, a resposta impulsional (IR - *Impulse Response*) linear do sistema das IR correspondentes às várias ordens de distorção harmónica presentes.

As não-linearidades do sistema podem surgir na injecção de sinal (amplificador, transdutor electromecânico da coluna de som, ...) ou na sua gravação (microfone, placa de som, ...) e são consideradas não-linearidades sem memória². Após esta distorção inicial, o sinal sonoro é propagado através de um espaço acústico reverberante, que é um sistema linear $h(t)$ caracterizado por efeitos temporais evidentes, ou seja, com memória. O sinal emitido da coluna de som sofre um processo de distorção harmónica sem memória e pode, portanto, ser representado pela Equação 3.9:

$$w(t) = x(t) * k_1(t) + x^2(t) * k_2(t) + \dots + x^N(t) * k_N(t) \quad \text{Equação 3.9}$$

Nesta equação, $k_i(t)$ representa a componente i do núcleo de Volterra³ (Borys 2000) que tem em consideração as não-linearidades do sistema. Assume-se que a resposta do sistema, $y(t)$ na Figura 3.2, é composta por ruído branco gaussiano, $n(t)$, e um conjunto de respostas impulsionais, $h_i(t)$, cada uma delas convolucionada com uma parte diferente do sinal de entrada.

$$y(t) = n(t) + x(t) * h_1(t) + x^2(t) * h_2(t) + \dots + x^N(t) * h_N(t) \quad \text{Equação 3.10}$$

A Equação 3.10, onde $h_i(t) = k_i(t) * h(t)$, sublinha a existência de não-linearidades na saída do sistema.

A utilização de um *chirp* logarítmico como sinal de excitação faz com que estas não-linearidades apareçam sob a forma de impulsos. No entanto, para que não interfiram com a IR linear é necessário separá-las realizando correctamente a convolução da Equação 3.8.

Como é explicado em (Farina 2000), pode-se utilizar a convolução linear para evitar os problemas de *time-aliasing*. No entanto, a aplicação deste tipo de convolução induz alguns constrangimentos para que a RIR obtida não surja com a cauda cortada. O sinal de teste

² Sistema sem memória – sistema que depende apenas de amostras de um determinado instante do sinal de entrada e não depende, simultaneamente, de amostras passadas, logo, tem também uma resposta independente da frequência.

³ As equações de Volterra são uma generalização para sistemas não lineares do modelo linear de convolução. A componente de primeira ordem da equação é a componente linear da resposta do sistema; as seguintes representam as não-linearidades de ordem i .

deve ter uma duração igual ou superior à da RIR a ser medida. Esta condição costuma ser cumprida pois normalmente utiliza-se um *chirp* logarítmico de duração significativamente mais longa que a RIR de modo a obter uma SNR elevada. Mesmo que o *chirp* não obedeça a esta condição, um acréscimo de zeros no seu final (*zero-padding*) e no respectivo filtro inverso, também evita que a cauda da RIR seja cortada. Obedecendo a estas condições, pode-se também utilizar a convolução circular pois não surgirão problemas de *time-aliasing* e obtém-se o mesmo resultado.

Realizando a convolução correctamente, as não-linearidades eventualmente presentes na cadeia de medida aparecem na resposta do sistema sob a forma de impulsos na parte negativa do eixo temporal, destacadas da IR linear, e por isso facilmente elimináveis por truncagem. A utilização deste método garante assim a obtenção da IR linear do sistema e, ao mesmo tempo, possibilita efectuar a medição de distorção harmónica de várias ordens a partir da mesma medição.

Com a RIR isenta de não-linearidades, a sua relação sinal-ruído (SNR) fica apenas limitada pelo ruído de fundo, modelado como $n(t)$ na Figura 3.2, ao contrário das técnicas MLS e TDS em que a SNR é também influenciada por produtos de distorção harmónica. As RIR obtidas com esta técnica atingem níveis de SNR bastante elevados, o que as torna ideais para serem utilizadas em processos de auralização. Outro aspecto que também contribui para a elevada SNR comparativamente a outras técnicas é o facto de o *chirp* logarítmico ser mais energético na região das baixas frequências, onde, na generalidade dos sistemas de interesse, se concentra também a energia do ruído.

Outra vantagem desta técnica é a baixa susceptibilidade à variância temporal⁴. Esta característica deve-se, por um lado, à utilização de *chirps* que são mais robustos neste aspecto em relação às sequências pseudo-aleatórias, como as MLS. Por outro lado, deve-se também ao facto deste método necessitar apenas uma medição para obter a RIR, ao contrário de outras técnicas em que a RIR é obtida com baixa SNR e é necessário obter a média de múltiplas medições (Müller and Massarani 2001).

⁴ Em sistemas acústicos, a variância temporal pode ser causada, por exemplo, por variações nas condições ambientais climatéricas (e.g. temperatura, humidade) ou ajustes na cadeia de medida (e.g. volume, equalização).

3.4 Implementação e testes

3.4.1 Chirp Logarítmico

O *chirp* logarítmico é gerado com base na Equação 3.6 (Secção 3.2). A escolha da frequência inicial, f_0 , e da frequência final, f_l , tem em conta a resposta em frequência da coluna de som, que é o elemento da cadeia de medida mais limitador neste aspecto. Utilizando a banda de 45Hz a 20kHz (frequência de amostragem - f_s - de 44100Hz), o *chirp* logarítmico foi gerado através do seguinte código *MATLAB*:

```

T = 10;           % Duração do Chirp (em segundos)
Ts = 1/fS;:       % Período de amostragem (em segundos)
t = 0:Ts:T-Ts; % Instantes de tempo
L = T/(log((f1)/f0));
K = 2*pi*f0*L;
x = A1*sin(K*(exp(t/L)-1)); % Chirp Logarítmico

```

A Figura 3.3 apresenta o sinal resultante nos domínios do tempo e da frequência.

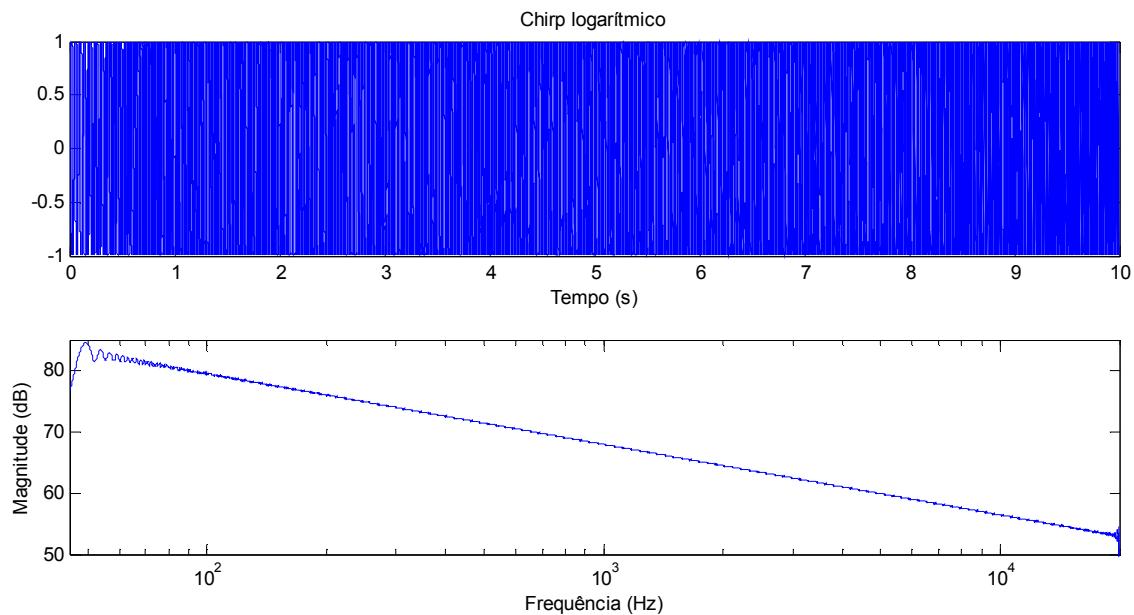


Figura 3.3: Chirp logarítmico ($f_0=45\text{Hz}$ e $f_l=20\text{kHz}$)

Como era esperado, o espectro do *chirp* logarítmico diminui linearmente com o aumento exponencial da frequência; no entanto observam-se irregularidades nos seus extremos provocadas pelas descontinuidades presentes no início e no fim do sinal (Müller and

Massarani 2001). No sentido de aumentar a linearidade do espectro, e assim conseguir uma IR tão próxima da real quanto possível, pode proceder-se à suavização das referidas irregularidades. Para esse efeito, criou-se um *chirp* com uma gama de frequências ligeiramente mais ampla, começando em f_{00} (um pouco inferior a f_0) e terminando em f_{11} (um pouco superior a f_1). Aplicou-se uma atenuação com variação exponencial no início do *chirp*, começando com amplitude nula na frequência f_{00} e atingindo a amplitude máxima à frequência f_0 . De forma análoga, no final do *chirp* empregou-se uma atenuação com variação logarítmica partindo da amplitude máxima à frequência f_1 até atingir a amplitude nula à frequência f_{11} .

A geração deste novo *chirp* logarítmico é realizada pela função *logchirp.m*, implementada em *MATLAB* e presente no Anexo A. Como se pode depreender da análise do código, o utilizador insere os seguintes parâmetros de entrada da função (relativos ao *chirp*): duração, frequências f_{00} , f_0 , f_1 e f_{11} , amplitude máxima do chirp e amplitude do sinal de sincronismo (o sincronismo será explicado na Secção 5.4).

Como evidencia a Figura 3.4, o tratamento aplicado nas extremidades temporais do *chirp* resulta numa diminuição significativa as irregularidades espectrais observadas, ainda que os valores das frequências f_{00} e f_{11} (35Hz e 22kHz, respectivamente) tenham sido escolhidos empiricamente.

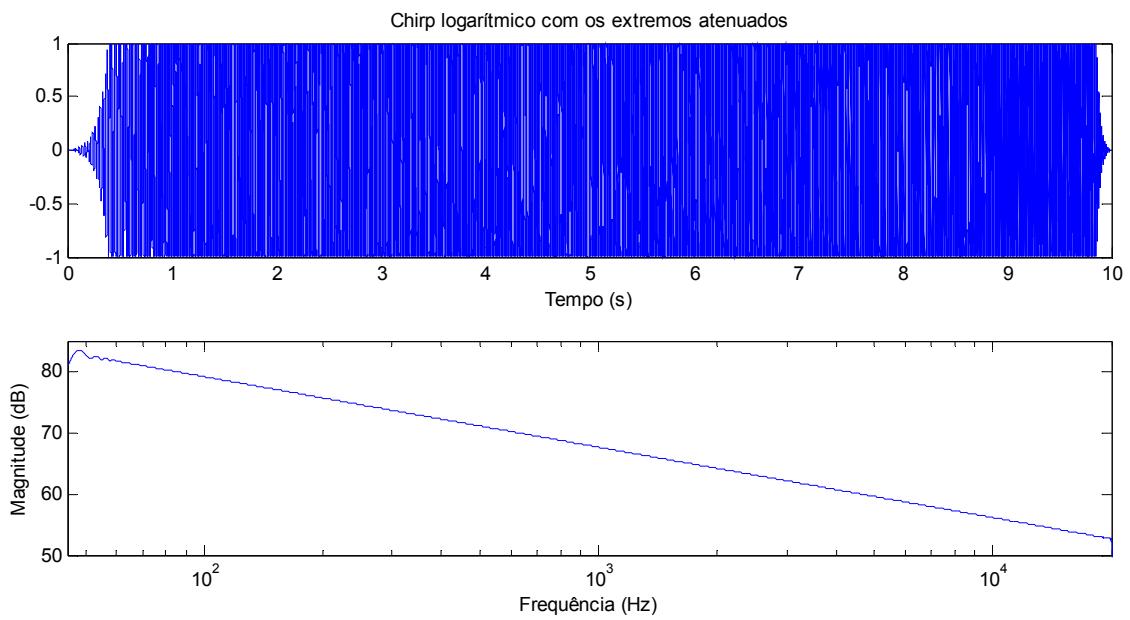


Figura 3.4: Chirp logarítmico com os extremos atenuados

Poderá ser usado no futuro um algoritmo de geração do sinal de teste que permite optimizar a implementação desta técnica. Este algoritmo começa por sintetizar o *chirp* no domínio da frequência: sabe-se que a magnitude deve ter um decaimento de -3 dB por oitava⁵ e a fase é calculada por integração do atraso de grupo⁶. A correspondente representação no domínio do tempo, que pode ser obtida por aplicação da transformada de Fourier inversa, também apresenta irregularidades. Estas podem por sua vez ser atenuadas realizando um aperfeiçoamento do atraso de grupo e aplicando atenuações em estreitas bandas temporais dos extremos do *chirp* a que se seguem ajustes iterativos na amplitude dos extremos temporais do *chirp* e na magnitude do espectro (Müller and Massarani 2001).

3.4.2 Filtro inverso

Este processo pode ser implementado, através do *MATLAB*, da seguinte forma:

```
L = length(chirp_logaritmico);
filtro_aux = zeros(L,1);
filtro_aux(:,1) = chirp_logaritmico(end:-1:L,1); % inverter o chirp logarítmico
a = logspace(log10(f00),log10(f11),L)/f00; % vector que faz a modulação em
amplitude do filtro inverso - atenuação logarítmica
filtro_inverso = filtro_aux./a'; % aplicar a modulação em amplitude
```

Devido a estas transformações o filtro inverso torna-se assim num sinal que quando convolucionado com o chirp, é capaz de o transformar num impulso, com um determinado atraso associado, e com uma distribuição de energia uniforme, como é característico de um sinal impulsional (Farina 2000).

A convolução no domínio do tempo é uma tarefa que consome muito tempo não sendo, por isso, indicada para processar grandes quantidades de dados. A forma mais rápida de a realizar é através do produto no domínio da frequência (Ifeachor and Jervis 1993). Foi este o método adoptado ao longo do trabalho para efectuar a convolução, utilizando para o efeito a função *MATLAB fftfilt.m*. Para este teste foi utilizado um *chirp* logarítmico com

⁵ -3 dB por oitava – decaimento para metade da amplitude quando a frequência passa para o dobro.

⁶ O atraso de grupo é uma função que descreve o instante exacto em que uma determinada frequência ocorre; no caso do *chirp* logarítmico, cresce exponencialmente com a frequência.

uma banda de frequências o mais larga possível, sem suavização dos seus extremos, para que a sua auto-correlação seja o mais próxima possível do impulso e, assim, testar o filtro inverso com mais rigor. Assim, utilizou-se uma frequência inicial de 1Hz e final de 22050Hz, com uma frequência de amostragem de 44100Hz. O código *MATLAB* que realizou este teste encontra-se no ficheiro *Teste_imp_Farina.m*, presente no Anexo A. Na Figura 3.5 encontram-se representados o filtro inverso, o *chirp* logarítmico e o sinal resultante da convolução entre os dois, que, de acordo com Farina (Farina 2000), se aproxima a um impulso.

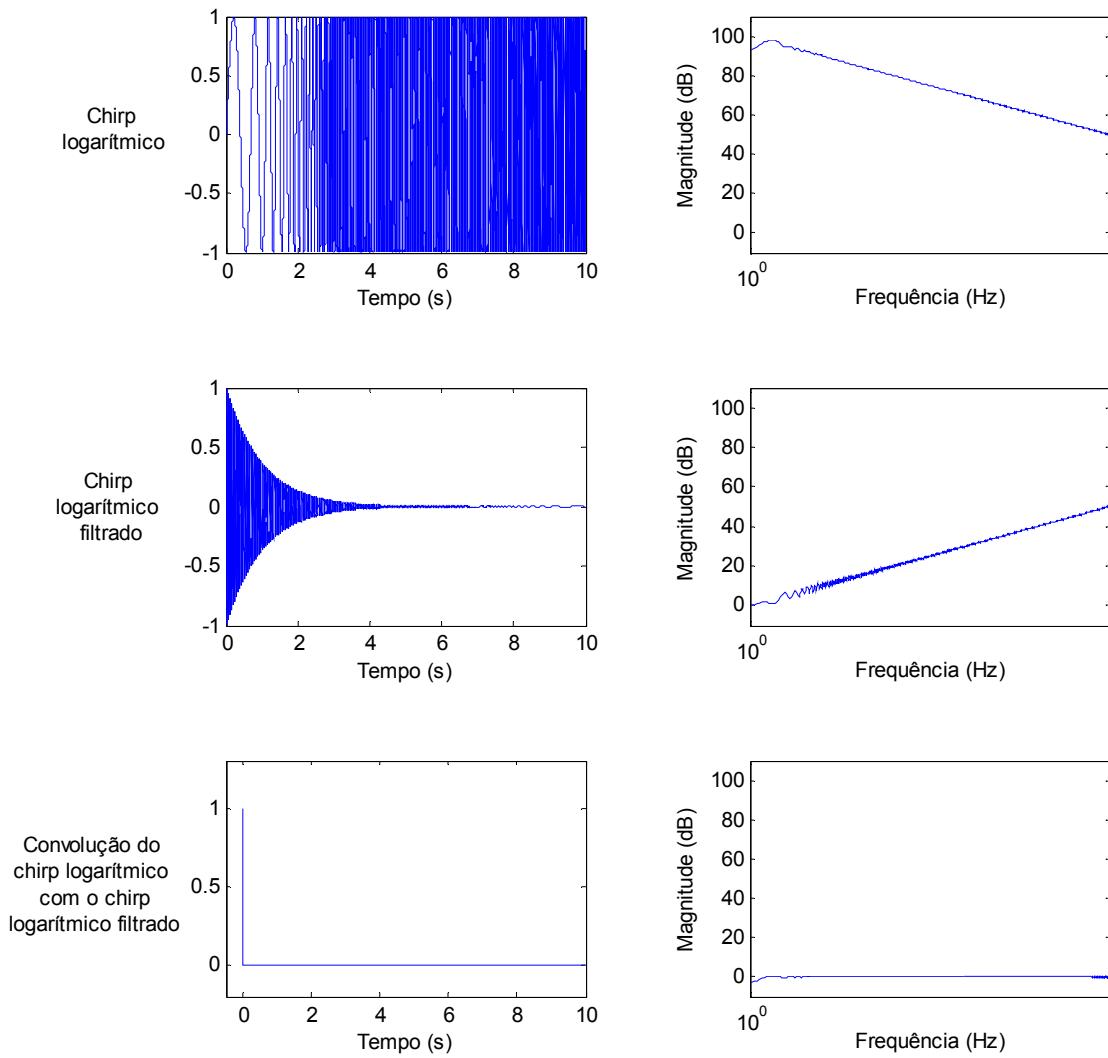


Figura 3.5: Representações no tempo e frequência do *chirp* logarítmico, *chirp* logarítmico filtrado e da convolução entre os dois

Como se pode observar na Figura 3.5, o filtro inverso possui um espectro de frequências simétrico ao do *chirp* logarítmico. Por essa razão, o filtro inverso é capaz de transformar o *chirp* logarítmico num impulso e, assim, satisfazer a imposição do método da correlação de utilizar um sinal de teste com espectro branco⁷.

Outro teste efectuado para confirmar a correcta implementação do filtro inverso foi a medição de uma IR previamente conhecida. Utilizou-se para tal uma RIR da *Maes Howe Passage Tomb* (Escócia), que se encontra disponível na Internet (Murphy 2004). Começou-se por realizar a convolução do *chirp* logarítmico com esta RIR, o que simula a propagação desse *chirp* no referido espaço acústico e a sua aquisição por um microfone numa determinada posição. O sinal resultante é, em seguida, convolucionado com o filtro inverso tornando assim a obter a RIR original. Para este teste foi utilizado um *chirp* logarítmico, sem suavização dos seus extremos, com uma banda de frequências igual à do *chirp* usado para obter esta RIR, ou seja, de 20Hz a 22000Hz (Murphy 2004). Na Figura 3.6 encontram-se representados os resultados de cada um dos passos. Verifica-se que a RIR original e a RIR obtida pelo método da correlação são aproximadamente idênticas, o que indica a correcta implementação deste método. Este teste foi implementado através do código MATLAB presente no ficheiro *teste_RIR_Tomb.m*, incluído no Anexo A.

⁷ Espectro branco – densidade espectral de potência constante.

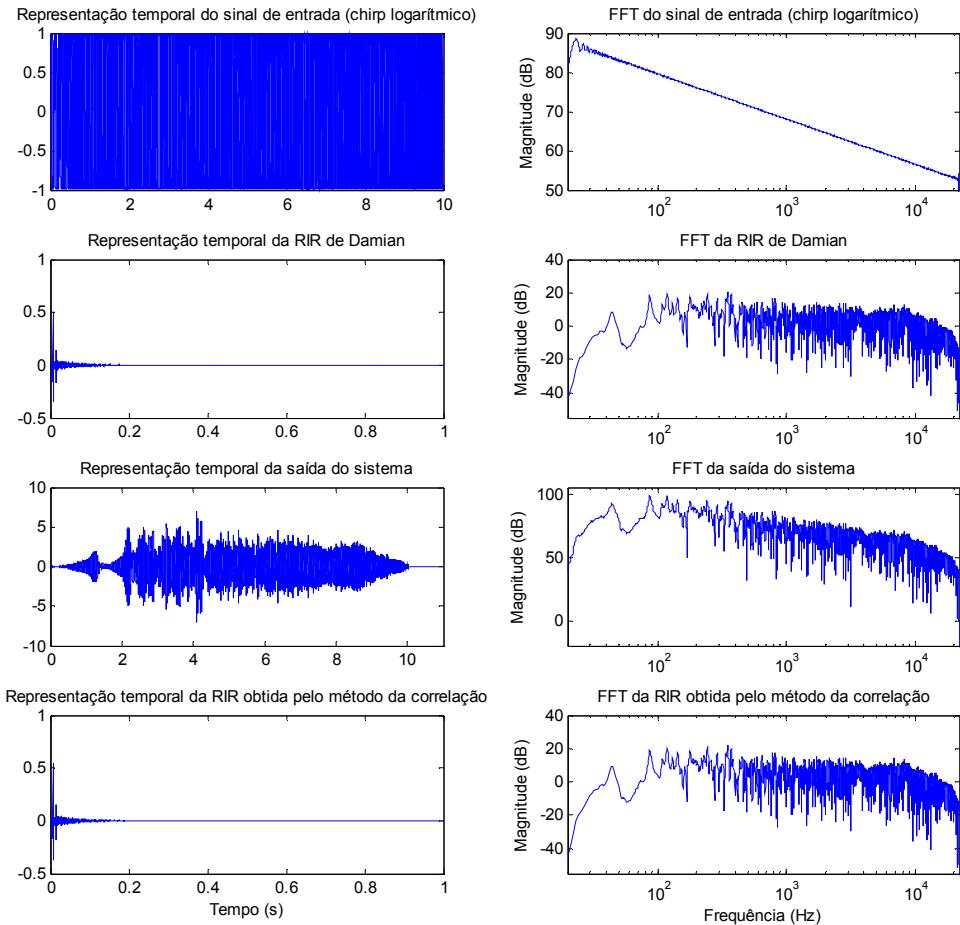


Figura 3.6: Cálculo de uma RIR conhecida

Descreve-se de seguida um teste que verifica a capacidade deste método separar a distorção harmónica da IR linear, explicada na Secção 3.3.

A medição da RIR implica a utilização de um sistema áudio (descrito detalhadamente na Secção 4.2) constituído por placa de som, amplificador, coluna e microfone. Este sistema foi deliberadamente conduzido a saturação actuando directamente na cadeia de medida através do aumento de volume no amplificador e aproximação do microfone à coluna. Para controlar o nível de saturação do sistema, implementou-se a função *thd.m*, incluída no Anexo A. Esta função calcula a taxa de distorção harmónica (THD) de uma sinusóide de uma determinada frequência, gravada do microfone. Depois de várias medições verificou-se que para provocar o aparecimento de distorção harmónica é necessário, para além de aumentar o volume do amplificador, orientar o microfone no sentido da coluna e aproximar-

lo para uma distância de poucos centímetros. Nestas condições, com o sistema numa zona não linear, realizou-se a medição de uma RIR com um *chirp* logarítmico de 10 segundos, igual ao da Figura 3.4. Durante o processamento, antes da convolução, o filtro inverso e o sinal gravado do microfone são sujeitos a um preenchimento com zeros, no seu início, até atingirem cerca do dobro da sua duração original. Estes zeros adicionais originam o aparecimento de uma zona negativa no eixo temporal da RIR obtida onde, de acordo com Farina (Farina 2000), surgem as componentes de distorção harmónica presentes no sistema. Na Figura 3.7 encontra-se a representação temporal da RIR obtida.

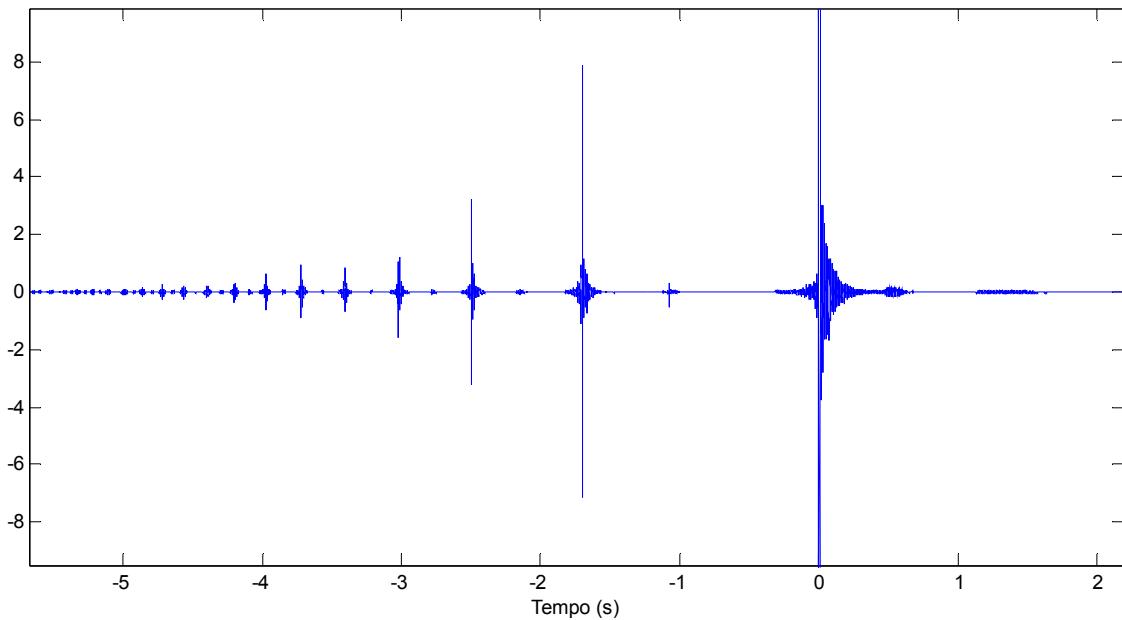


Figura 3.7: RIR de um sistema com componentes de distorção harmónica

A Figura 3.7 mostra como as IR não lineares surgem na parte negativa do eixo temporal. À IR linear (a mais à direita no gráfico) seguem-se, no sentido negativo, as IR correspondentes às componentes de distorção harmónica de 1^a, 2^a, 3^a ordem, etc. Observa-se que as componentes de ordem par possuem muito mais energia que as de ordem ímpar.

O conjunto de testes apresentado nesta secção demonstra que o método de cálculo de RIR utilizado ao longo deste trabalho foi correctamente implementado.

4 Aquisição de Grelhas de Respostas Impulsionais

4.1 Introdução

Para registar respostas impulsionais em múltiplos pontos de uma forma completamente controlada, é necessário dispor de um dispositivo de posicionamento de microfones rigoroso, fiável e com excelente repetibilidade. Recorreu-se a uma plataforma já existente (Mota and Rocha 2002) adaptada para este objectivo num projecto anterior (Rodrigues 2008). Trata-se de uma plataforma controlada remotamente por um computador (PC de controlo) através de uma aplicação desenvolvida com o *software* de controlo industrial *LabView* (Mota and Rocha 2002; Rodrigues 2008).

O *hardware* e o programa de controlo deste *Robot* Captação de Som são apresentados nas duas secções seguintes.

4.2 Hardware

O *Robot* de Captação de Som é constituído por um sistema mecânico de posicionamento e um sistema áudio.

O sistema de posicionamento mecânico é constituído pela plataforma XY mostrada na Figura 4.1.

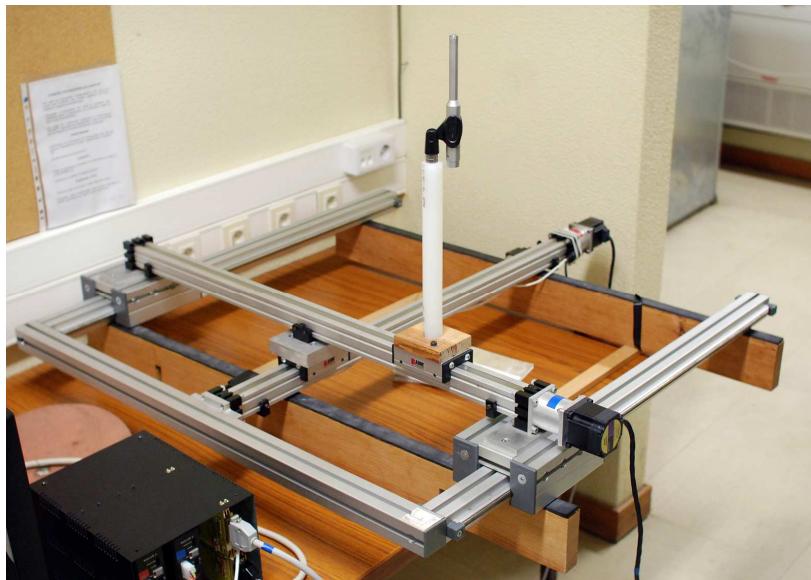


Figura 4.1: Plataforma de Posicionamento XY

A plataforma pode ser posicionada em qualquer ponto de um quadrilátero com as dimensões máximas de 75cm×75cm. O posicionamento é efectuado, com uma precisão sub-milimétrica, por dois motores passo a passo VEXTA® ASM66AC, um em cada eixo de posicionamento. Estes motores são controlados pelos *drivers* VEXTA® ASM66AC, ligados ao PC de controlo através do controlador PCI (*Peripheral Component Interconnect*) 7314 da *National Instruments*. Encontra-se também integrado um suporte de microfones com rosca universal que permite fixar o microfone à plataforma.

O sistema áudio, esquematizado na Figura 4.2, baseia-se numa placa de som externa, instalada no PC de controlo, à qual se ligam os elementos necessários à reprodução e captação do som (amplificador, coluna e microfone).

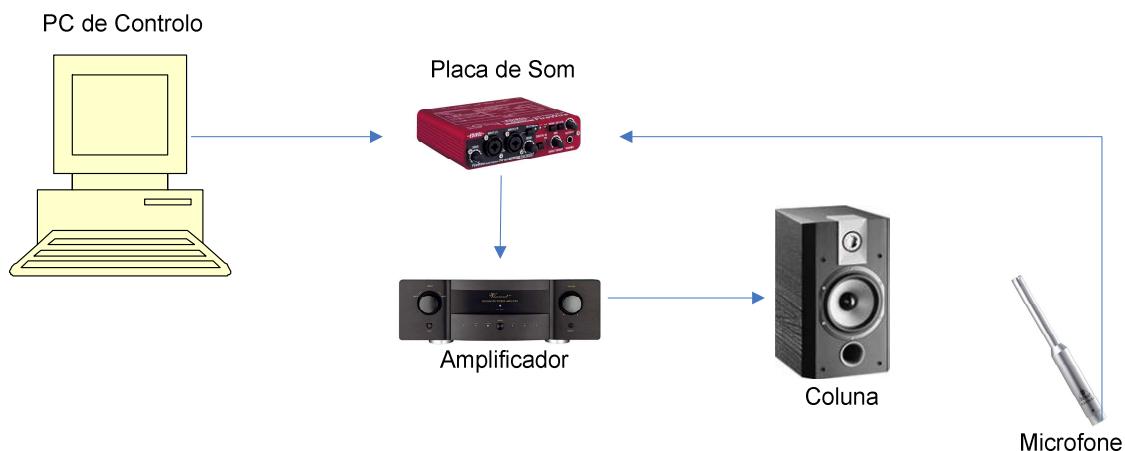


Figura 4.2: Sistema áudio do Robot de Captação de Som

Em todas as experiências e medições realizadas utilizou-se um microfone omnidireccional do tipo condensador *Behringer ECM 8000* (impedância = 600Ω ; resposta em frequência: 15Hz a 20kHz) (Behringer 2000). Este tipo de microfone utiliza *phantom power*, ou seja, é alimentado por uma fonte externa integrada no equipamento a que se liga, neste caso uma placa de som Edirol FA-66 com ligação Firewire. Utilizou-se um amplificador Grundig V304 e uma coluna JMlab de 2 vias (potência máxima = 75w; impedância = 8Ω).

4.3 Software

Na Figura 4.3 é apresentada a interface do *software* de controlo do *Robot de Captação de Som*. Trata-se de uma evolução do *software* desenvolvido em (Rodrigues 2008), que, por sua vez, fora parcialmente adaptado de (Mota 2003). Este *software* (vide código no Anexo

B) suporta dois modos de operação distintos: modo *Matriz*, para captação automática de RIR numa grelha de pontos pré-definida, e modo *Joystick*, que permite o livre posicionamento manual do microfone, por exemplo a partir de uma régie.

A interface com o utilizador possui um separador '*Positioning Setup*' onde se definem as características da matriz de pontos na qual se pretende realizar medições. O utilizador pode configurar o número de pontos ao longo dos eixos X ('NX') e Y ('NY') e a distância entre eles (' $\Delta X(cm)$ ' e ' $\Delta Y(cm)$ '). Os campos da zona '*Motion Characteristics*' dão algumas indicações sobre as características do movimento realizado pelos motores.

O separador '*General Information*' permite ao utilizador descrever as condições em que foram realizadas as medições e fazer uma pequena listagem das características do material utilizado. Essa informação é automaticamente gravada num ficheiro de texto (*MSheet.txt*) antes da realização das medições.

O separador '*Data Collection Setup*' permite ao utilizador definir o sinal que será injectado na coluna para realizar as gravações no modo Matriz (campo '*Measurement Signal*') e qual a pasta onde serão guardados todos os ficheiros relativos às medições (campo '*Destination Folder*'). O botão *START* serve para realizar a medição de uma resposta impulsional num ponto, durante o posicionamento em modo *Joystick*. O campo '*Measurement File Name*' apresenta o nome do ficheiro de som escolhido para as medições.

Os ficheiros guardados são o *MSheet.txt*, todos os ficheiros *.wav*⁸ resultantes das medições e o ficheiro *logfile.txt* que contém algumas informações sobre a matriz de medições e é utilizado no pós-processamento em *MATLAB*, como se verá na Secção 4.4. Os ficheiros *.wav* são gravados com um nome que segue a seguinte convenção: *outputXXXXYY-NN.wav*, em que *XXX* e *YY* representam, respectivamente, as coordenadas X e Y dos pontos da matriz e *NN* representa o número do ensaio.

Ainda no separador '*Data Collection Setup*', existem mais três campos. O campo '*# of Measures*' permite definir o número de ensaios, isto é, o número de vezes que é percorrida a matriz. O campo '*Initial Delay (s)*' define um tempo de espera antes de a experiência se

⁸ *wav* (ou *wave*) é a abreviatura de *waveform audio format* e trata-se de um formato de armazenamento de ficheiros áudio baseado numa modulação PCM (*Pulse Code Modulation*).

iniciar, o que é útil no caso em que o utilizador não querer estar nas proximidades para não interferir nas medições. O campo ‘Reverberation Time (s)’ define o tempo (em segundos) que o sistema de medição continuará a gravar após terminada a reprodução do som na coluna, o que permite gravar a reverberação remanescente na sala após este instante.

O separador ‘Joystick Mode’ contém os controlos do posicionamento manual remoto do microfone e da reprodução do som de teste indicado pelo campo ‘Test Signal’. Os oito botões com setas controlam o movimento do microfone, ficando os botões com duas setas responsáveis pelo movimento de maior amplitude. Os botões de uma seta desencadeiam movimentos de menor amplitude mas com a mesma velocidade dos motores do movimento provocado pelos botões de duas setas. Os botões *PLAY*, *REPEAT* e *RESET* controlam a reprodução dos sons de teste na coluna de som. Por fim, o botão do canto superior esquerdo deste separador activa/desactiva o modo *Joystick*.

O nome do som de teste em reprodução, no modo *Joystick*, aparece no campo amarelo ‘*Test Signal*’ na zona superior da interface.

Pode-se também observar na Figura 4.3 que, no centro da interface, se encontra um esquema representativo da Plataforma XY e da coluna de som. O quadrilátero branco corresponde à área da plataforma na qual é possível movimentar o microfone, que é representado no esquema por um símbolo ‘+’ vermelho. A posição corrente do microfone é constantemente actualizada nos campos ‘X (cm)’ e ‘Y (cm)’, sob o campo ‘*Test Signal*’. A imagem da coluna de som serve para indicar a sua orientação relativamente à plataforma.

As principais alterações introduzidas a esta interface durante este projecto, algumas das quais já sugeridas como trabalho futuro em (Rodrigues 2008) foram:

- Organização mais coerente da interface para que fosse intuitiva a separação entre os dois modos de funcionamento;
- Indicação dos nomes dos sons de teste utilizados;
- Indicação constante da posição do microfone;
- Uso de botões com duas amplitudes de movimento diferentes;
- Inserção do esquema representativo do sistema mecânico.

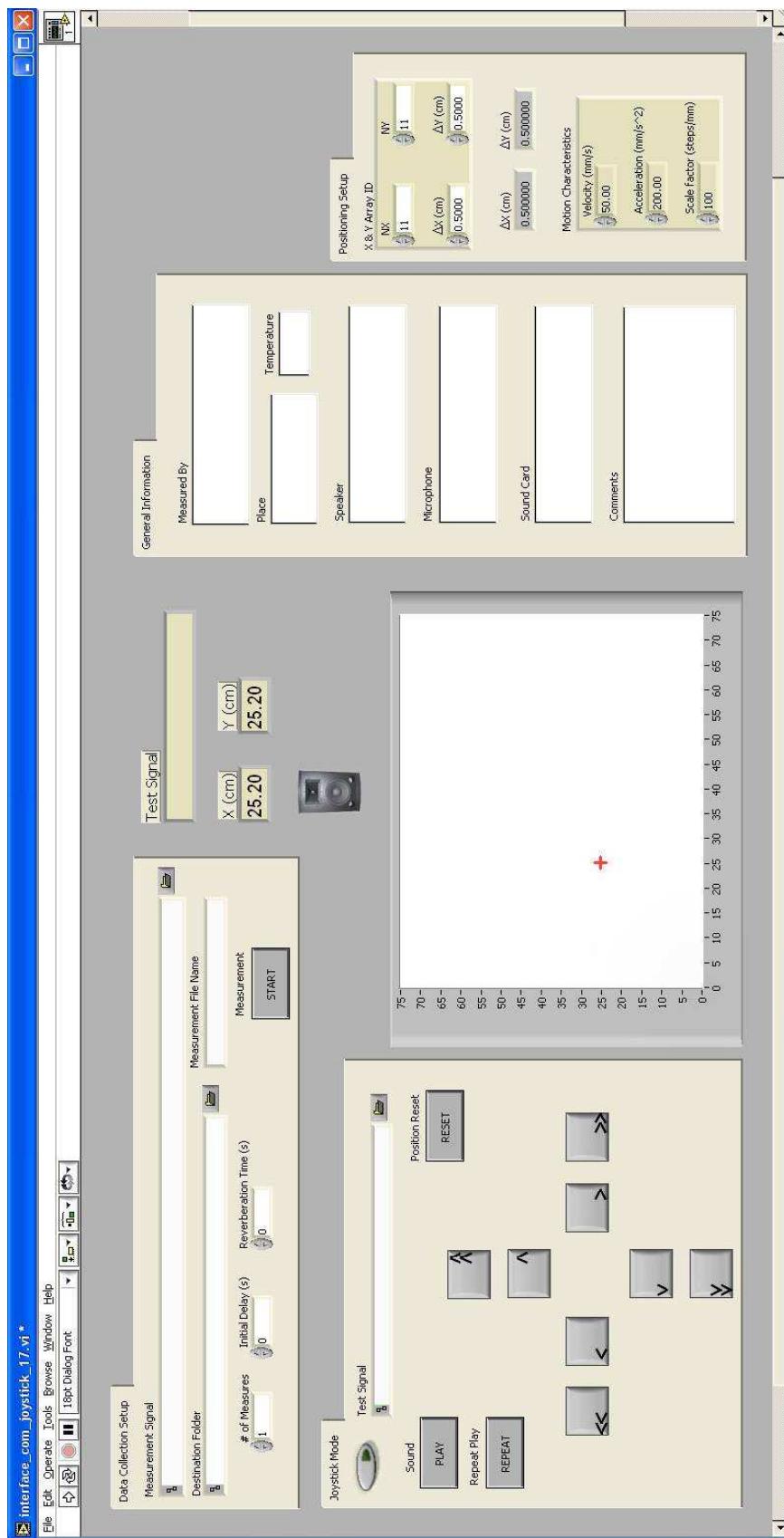


Figura 4.3: Interface do programa de controlo do Robot de Captação de Som

4.4 Pós-Processamento

Com este sistema posicionável de medição de RIR, baseado no método da correlação com *chirp* logarítmico, dispomos do instrumento apropriado para a aquisição dos dados necessários à caracterização objectiva. Contudo, é necessário complementar este sistema com ferramentas computacionais que permitam a manipulação e tratamento desses dados de forma expedita.

De forma a acelerar o processo de captação automática do *Robot* de Captação de Som (modo *Matriz* – Secção 4.3) as convoluções que permitem obter as RIR (vide Secção 3.2), bem como as operações de cálculo das respectivas transformadas discretas de Fourier (DFT – *Discrete Fourier Transform*), são realizadas *a posteriori* em *MATLAB* por um *script* – “*process.m*” – cujo código se encontra no Anexo A. Para colocar em funcionamento esta função *MATLAB*, o utilizador deve especificar o sinal de teste utilizado durante as gravações e pode também definir alguns parâmetros opcionais. Pode escolher a duração pretendida para a RIR, indicar de acordo com a escolha feita na configuração do *Robot* de Captação de Som o número de ensaios efectuados, escolher se pretende gravar individualmente cada RIR e DFT, definir se pretende efectuar o cálculo das RIR com ou sem sincronismo (Secção 5.4) e, por fim, escolher entre calcular a DFT com um espaçamento linear ou com um espaçamento logarítmico no domínio da frequência.

Na pasta onde se encontra a função é necessário coexistirem o sinal de teste utilizado, todos os ficheiros “*.wav*” gravados pelo *Robot* de Captação de Som e também o ficheiro “*logfile.txt*” que contém o número de pontos nos eixos X e Y da matriz, a resolução (em *cm*) de cada um dos eixos e a frequência de amostragem. Usufruindo da convenção utilizada para o nome dos ficheiro “*.wav*”, as RIR e as DFT de todos os pontos da grelha são calculadas de uma forma consecutiva e depois guardadas automaticamente em duas matrizes de 3 dimensões no *workspace*⁹ do *MATLAB*. As dimensões *X* e *Y* desta matriz correspondem aos respectivos eixos da plataforma enquanto na dimensão *Z* são guardadas todas as amostras do eixo temporal da RIR/DFT de cada ponto. No final do processamento, estas duas matrizes são gravadas, em formato binário, para ficheiros designados, respectivamente, “*output_rir-01-V3*” e “*output_fft-01-V3*”, que se destinam a ser

⁹ *Workspace* – onde são guardadas todas as variáveis do *MATLAB*.

representados graficamente pela aplicação *FortiusVisualizer* descrita na Secção 5.3. Na Figura 4.4 encontra-se representada a estrutura destes ficheiros. Note-se que a zona de dados é contígua ao cabeçalho.

	0 bytes	4 bytes	8 bytes	12 bytes	
Cabeçalho	<i>Nº de pontos no eixo X</i>	<i>Nº de pontos no eixo Y</i>	<i>Resolução no eixo X</i>		
	<i>Resolução no eixo Y</i>	<i>Frequência de amostragem</i>	<i>Nº de amostras de cada RIR/FFT</i>		
	<i>Identificação da abcissa ('t' ou 'f')</i>	<i>Unidades (1º char de 'ms' ou 'Hz')</i>	<i>Unidades (2º char de 'ms' ou 'Hz')</i>		
					36 bytes
Dados	<i>Vector abcissa (1º valor)</i>	<i>Vector abcissa (2º valor)</i>	<i>(...)</i>	<i>Vector abcissa (N-ésimo valor)</i>	$36+N*4$ bytes
	<i>1ª amostra no ponto (1,1)</i>		<i>(...)</i>	<i>N-ésima amostra no ponto (1,1)</i>	$36+(1+1)$ $*(N*4)$ bytes
	<i>1ª amostra no ponto (1,2)</i>		<i>(...)</i>	<i>N-ésima amostra no ponto (1,2)</i>	$36+(1+2)$ $*(N*4)$ bytes
			<i>(...)</i>		
	<i>1ª amostra no ponto (1,Y)</i>		<i>(...)</i>	<i>N-ésima amostra no ponto (1,Y)</i>	$36+(1+Y)$ $*(N*4)$ bytes
	<i>1ª amostra no ponto (2,1)</i>		<i>(...)</i>	<i>N-ésima amostra no ponto (2,1)</i>	$36+(1+Y+1)$ $*(N*4)$ bytes
			<i>(...)</i>		
	<i>1ª amostra no ponto (X,Y-1)</i>		<i>(...)</i>	<i>N-ésima amostra no ponto (X,Y-1)</i>	$36+(1+Y*X-1)$ $*(N*4)$ bytes
	<i>1ª amostra no ponto (X,Y)</i>		<i>(...)</i>	<i>N-ésima amostra no ponto (X,Y)</i>	

$$\text{Total} = 36 + (1+X*Y)*(N*4) \text{ bytes}$$

Figura 4.4: Estrutura dos dados

Da Figura 4.4 pode-se observar que cada linha da zona de dados corresponde à RIR de um ponto e cada coluna representa um determinado instante das RIR em todos os pontos da matriz.

Criou-se a possibilidade de efectuar o cálculo da transformada de Fourier das RIR de duas maneiras distintas. A primeira – e mais rápida – é a aplicação do conhecido algoritmo FFT (*Fast Fourier Transform*), acessível no *MATLAB* através da função *fft.m*. A segunda consiste em realizar o cálculo directamente a partir da definição matemática da transformada de Fourier de tempo discreto (DTFT – *Discrete-Time Fourier Transform*), o que permite seleccionar arbitrariamente o vector de frequências para as quais é efectuado o cálculo. Isto pode ser interessante para focar a análise, por exemplo na zona de baixas frequências, onde uma sala manifesta o seu comportamento modal de forma mais acentuada, ou em determinadas bandas do espectro em função do material (e.g. instrumento) que se pretende gravar. Segue-se a descrição e exemplificação deste método. Seja $x[n]$ um sinal discreto com N amostras. A sua DTFT, $X(e^{j\omega})$, com $\omega \in \mathfrak{R}$, é dada pela Equação 4.1 (Silva 2003):

$$X(e^{j\omega}) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)e^{-j\omega n} \quad \text{Equação 4.1}$$

Considerando um vector ω de M frequências, a implementação deste cálculo em *MATLAB* envolve a criação da matriz $e^{-j\omega n}_{[M \times N]}$, resultante da aplicação da exponencial ao produto externo entre o vector $\omega_{[1 \times M]}$ e o vector $n_{[1 \times N]}$. O vector $X_{[1 \times M]}$ resulta do produto interno entre o vector do sinal, $x_{[1 \times N]}$, e a anterior matriz $e^{-j\omega n}_{[M \times N]}$.

Habitualmente, as M frequências são regularmente espaçadas mas podem também ser escolhidas arbitrariamente. Se o objectivo for a análise do comportamento modal de salas, que requer uma maior resolução nas baixas frequências, torna-se interessante definir um vector de frequências com espaçamento logarítmico.

A Figura 4.5 apresenta os resultados de um teste utilizando um vector de 2048 frequências espaçadas logaritmicamente e compara-os com os obtidos por FFT (88200 frequências espaçadas linearmente). O teste refere-se a uma RIR com 4s de duração.

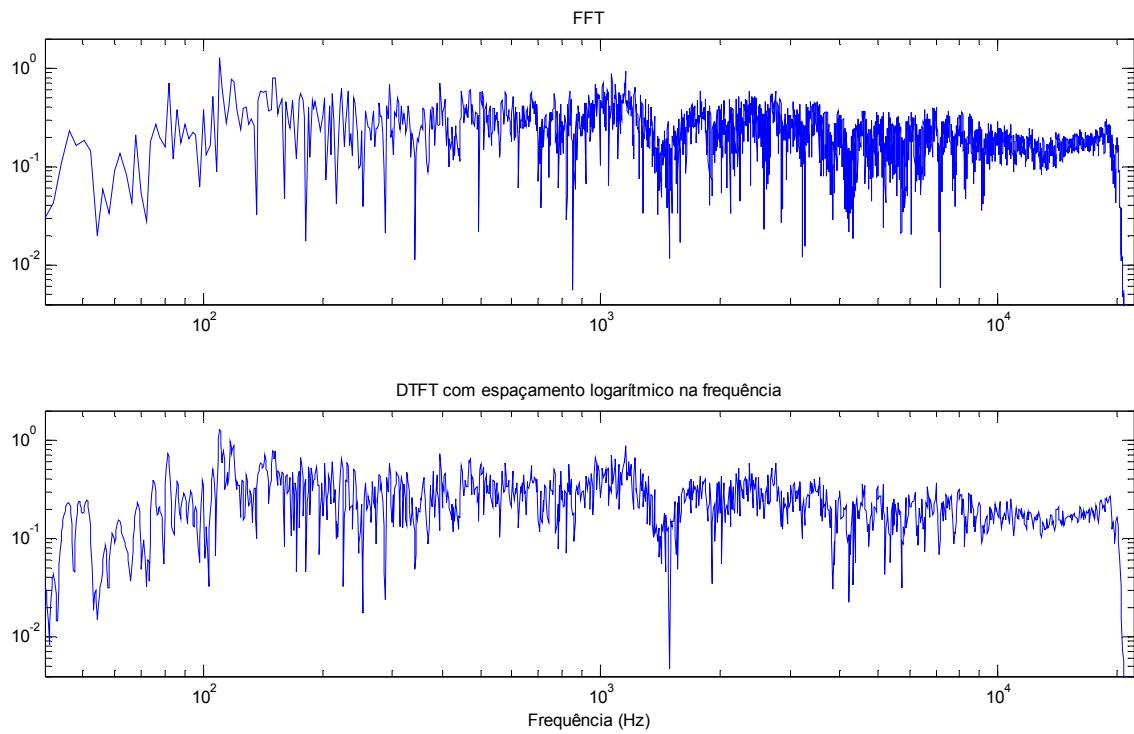


Figura 4.5: FFT vs DTFT com espaçamento logarítmico na frequência

Como se esperava, o espectro obtido pelo método directo oferece maior resolução na região das baixas freqüências (até cerca de 400Hz), com a vantagem de ocupar apenas uma fração ($2048/88200$) do espaço em memória ocupado pelo espectro obtido por FFT, o que beneficia a fluidez da visualização destes dados.

5 Visualização de Grelhas de RIR

5.1 Introdução

As grelhas de RIR/DFT contêm uma grande quantidade de informação. Por exemplo, a grelha que foi alvo de maior atenção neste trabalho, obtida experimentalmente pelo *Robot de Captação de Som* descrito no capítulo anterior, contém dados de $61 \times 61 = 3721$ pontos.

Para explorar toda essa informação, de forma a abrir caminho ao tipo de conclusões que se pretende atingir, impõe-se antes de mais visualizá-la de uma forma tão eficiente, flexível, intuitiva e dinâmica quanto possível (Schroeder, Martin et al. 1998). Para esse efeito, e com base no trabalho iniciado em (Casaleiro, Quintela et al. 2008), foi desenvolvida uma ferramenta recorrendo à linguagem *C++* e à biblioteca gráfica *Visualization Toolkit (VTK)*. Note-se que embora o principal propósito do seu desenvolvimento tenha sido estudar grelhas de RIR medidas, esta ferramenta permite de igual forma estudar grelhas de RIR calculadas analiticamente ou a partir de modelos acústicos de salas como, por exemplo, os estudados em (Campos 2003) e assim contribuir no trabalho de validação e interpretação desses modelos.

5.2 *Visualization Toolkit (VTK)*

O *VTK* é um pacote de *software* gratuito para computação gráfica 3D, processamento de imagem e visualização, utilizado por milhares de investigadores em todo o mundo. Trata-se de uma biblioteca de classes, criada e desenvolvida em *C++* utilizando os princípios de programação orientada a objectos; é independente da plataforma de desenvolvimento (*MS Windows, Unix, Macintosh, ...*). Possui também interfaces que permitem desenvolver aplicações em linguagens interpretadas, como *Tcl/Tk, Java* e *Python*. Foi desenvolvido para ser facilmente expansível; o seu código-fonte em *C++* é disponibilizado livremente e novas classes podem ser implementadas com o apoio da vasta documentação disponibilizada no próprio código, nas páginas do manual e *on-line*. Como o seu motor gráfico não é particularmente rápido, é necessário dispor de razoável poder computacional para utilizar esta biblioteca com eficácia (Kitware; Schroeder, Martin et al. 1998).

O *VTK* comprehende dois modelos de objectos: o *modelo gráfico* e o *modelo de visualização*.

5.2.1 Modelo Gráfico

O modelo gráfico do *VTK* foi definido a um nível de abstracção mais elevado do que os de outras bibliotecas de ‘renderização’, como a *OpenGL* ou a *PEX*, o que facilita o desenvolvimento de aplicações. As classes de objectos principais e mais utilizadas são:

- *vtkRenderWindow*
- *vtkRenderer*
- *vtkLight*
- *vtkCamera*
- *vtkActor*
- *vtkProperty*
- *vtkMapper*
- *vtkRenderWindowInteractor*

A *vtkRenderWindow* agrupa todo o processo de ‘renderização’ numa janela do sistema operativo e controla-a no *écran* do computador. Um objecto *vtkRenderWindow* gera um ou mais *renderers* e armazena características específicas dos gráficos, como tamanho, posição, título e resolução (*bits/pixel*) da janela e a *flag* de duplo *buffering*.

A classe *vtkRenderer* é responsável por coordenar as luzes, câmara e actores de forma a produzir uma imagem, ou ‘cena’. Esta classe fornece também métodos para especificar as cores do fundo e da iluminação ambiente. Um objecto desta classe tem que estar sempre associado a outro da classe *vtkRenderWindow*, na qual são desenhados os dados geométricos; a área da janela onde são desenhados é definida pela chamada *Viewport*.

A classe *vtkLight* é usada para representar e manipular a iluminação da ‘cena’. Pode-se criar várias luzes e mudar as suas orientação, posição e côr.

As câmaras são construídas pela classe *vtkCamera*, que controla a forma como um objecto geométrico 3D é projectado numa imagem 2D durante o processo de ‘renderização’. Esta classe possui parâmetros para definir a posição da câmara, o ponto focal, os limiares de visualização (planos frontal e traseiro) e o campo de visão.

A classe *vtkActor* combina as propriedades de um objecto, a sua representação geométrica e a sua orientação no sistema de coordenadas real de forma a representá-lo numa ‘cena’. Este processo é implementado implicitamente mantendo um *vtkActor* associado a objectos das classes *vtkProperty* e *vtkTransform*, que afectam a aparência da representação de um actor, e *vtkMapper*.

A classe *vtkMapper* realiza a interface entre a *pipeline* de visualização, descrita em seguida, e o modelo gráfico. Em conjunto com as subclasses *vtkScalarsToColors*, é usada para representar e transformar dados geométricos e mapear os seus valores em cores (uma das mais importantes técnicas de visualização).

Logo que são desenhados objectos numa janela de ‘renderização’ o utilizador tem a possibilidade de interagir com os dados por vários métodos. Um deles é proporcionado por *vtkRenderWindowInteractor*, uma ferramenta utilizada para, por exemplo, manipular a câmara, alterar propriedades dos actores e invocar métodos definidos pelo utilizador (Schroeder, Martin et al. 1998; Inc. 2004).

5.2.2 Modelo de Visualização

O modelo de visualização do *VTK* é responsável por transformar dados em primitivas gráficas, ou seja, construir a representação geométrica dos objectos a ‘renderizar’ pelo modelo gráfico. Neste processo existem dois tipos de objectos envolvidos:

- *vtkDataObject* (objectos de dados)
- *vtkProcessObject* (objectos de processamento)

Objectos destes dois tipos são interligados para formar uma rede de fluxo de dados que transforma a informação em dados geométricos, designada *pipeline* de visualização.

Os objectos de dados, constituídos por uma estrutura topológica e geométrica de pontos e células com atributos associados (escalares ou vectores), fluem através da *pipeline*: os objectos de processamento operam sobre eles para produzir novos objectos de dados. Os processos-fonte (*sources*) produzem objectos de dados a partir da leitura de dados externos ou a partir de parâmetros e funções locais. Os processos-filtro (*filters*) transformam um ou mais objectos de dados presentes na sua entrada para gerar, à saída, um ou mais novos objectos de dados. A forma como operam sobre eles é controlada por parâmetros locais. Existem também os objectos mapeadores (*mappers*), que terminam o fluxo de dados da

pipeline de visualização; são normalmente utilizados para converter objectos de dados em primitivas gráficas, mas podem também enviar os dados para ficheiros ou outros programas ou dispositivos (Schroeder, Martin et al. 1998; Inc. 2004).

5.3 *FortiusVisualizer*

A ferramenta de visualização desenvolvida, designada *FortiusVisualizer*, lê dados a partir de ficheiros com a estrutura descrita na Secção 4.4 e coloca em funcionamento duas janelas independentes para os visualizar. De uma forma geral, estas duas janelas são usadas para visualizar em paralelo a grelha de respostas impulsionais e a respectiva grelha de séries discretas de *Fourier*, mas podem ser visualizados quaisquer dados de estrutura idêntica. É o caso de uma grande variedade de parâmetros acústicos de interesse no âmbito deste projecto, que podem ser calculados a partir das respostas impulsionais medidas.

No centro de cada janela de visualização é apresentada uma superfície que corresponde a uma matriz de duas dimensões (por exemplo $X \times Y \times 1$) retirada dos dados. Cada matriz bidimensional contém uma ‘fatia’ de dados relativa a um determinado instante temporal (no caso da grelha de RIR) ou uma determinada frequência (no caso da grelha de espectros de frequência). A posição, *zoom* e rotação da superfície dos dados pode ser totalmente controlada pelo utilizador através do rato. A ‘fatia’ de dados pode ser substituída por outra, através de um conjunto de teclas, sempre que o utilizador desejar. Esta ‘substituição’ de dados pode ser automática, permitindo assim visualizar ‘filmes’ da evolução da RIR (no domínio do tempo) ou do correspondente espectro (no domínio da frequência). A título de exemplo, a Figura 5.1 apresenta a janela de visualização com a representação gráfica de um determinado instante da grelha de RIR medida numa experiência que será descrita na Secção 6.2.

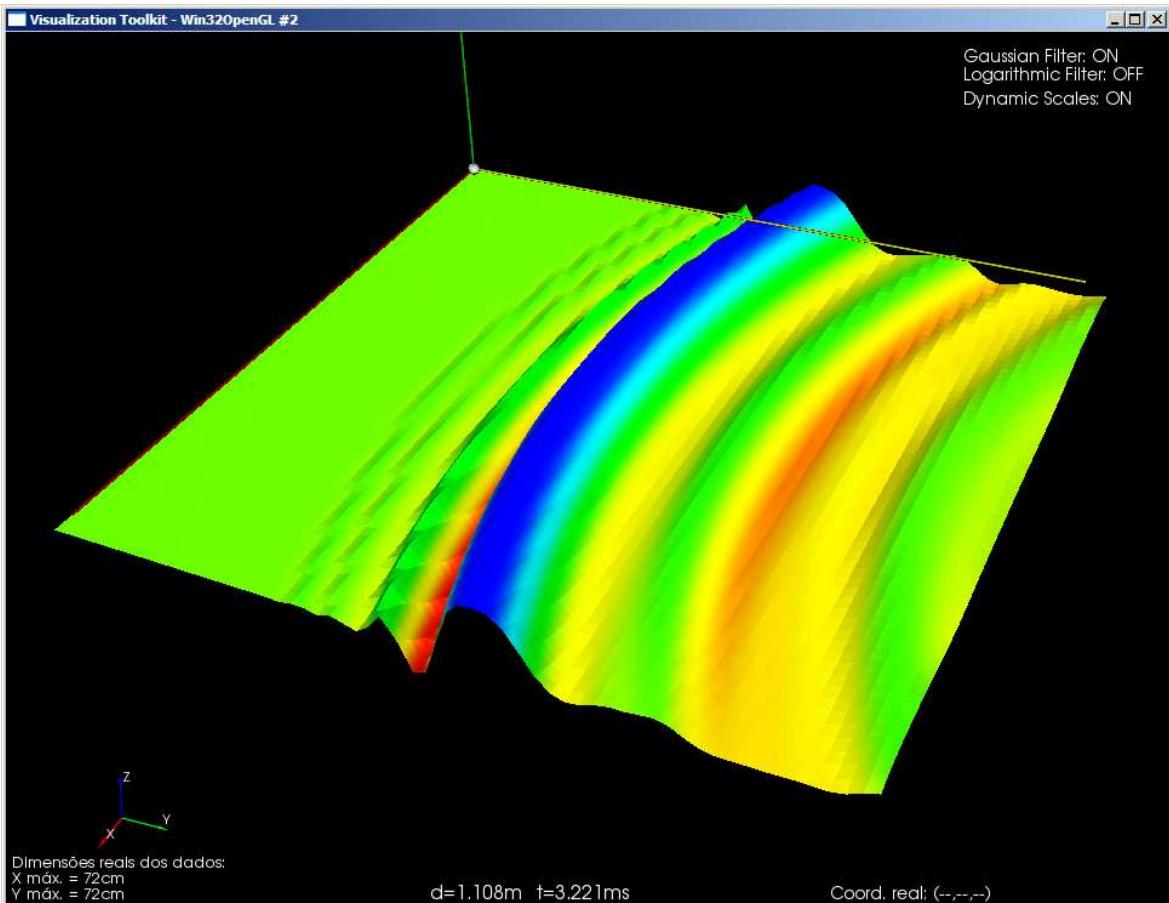


Figura 5.1: Janela de visualização

Os valores escalares de cada superfície são representados numa escala de cores; podem simultaneamente ser mapeados em altura (coordenada z, associada ao eixo vertical). No canto superior direito de cada janela indica-se o estado de funcionamento (*on/off*) do filtro gaussiano, do filtro logarítmico e da escala dinâmica. O filtro gaussiano suaviza transições bruscas ao longo da superfície. A compressão de escala proporcionada pelo filtro logarítmico pode ser útil no caso de os dados numa mesma superfície apresentarem valores muito díspares. Finalmente, com a escala dinâmica activada, o factor de normalização aplicado varia dinamicamente em função da parcela de dados visualizada em cada momento, de forma a aproveitar sempre a excursão máxima permitida pela escala.

Na parte inferior da janela, ao centro, são mostrados dois campos de informação que se alteram dinamicamente. Em função do tipo de grelha (RIR ou espectro de frequência), são indicados o instante de tempo corrente, t , e correspondente distância percorrida, s , ou a frequência corrente, f , e correspondente comprimento de onda, λ , tendo em conta as relações $s=c.t$ e $c=f.\lambda$, onde c representa a velocidade de propagação do som. No canto

inferior esquerdo são também apresentadas as dimensões reais da área abrangida pela grelha.

Através da consola de comando aberta paralelamente às janelas de visualização, é possível assinalar pontos seleccionados pelo utilizador. Quando se prima a tecla “I” durante a visualização, o controlo do programa é passado para a consola, onde devem ser indicadas as coordenadas (X e Y) de um ponto da matriz dos dados. O ponto assim especificado é assinalado (por um segmento de recta vertical) na superfície da janela onde foi originalmente premida a tecla “I”. Esta funcionalidade ajuda a relacionar as escolhas feitas em testes de preferência subjectiva e as grelhas de RIR medidas na área onde se efectuam essas escolhas.

A Tabela 1 resume as funcionalidades acessíveis através do teclado durante a visualização.

Teclas	Funcionalidade
“Z”	Activar/desactivar mapeamento dos valores escalares no eixo vertical (com esta função desactiva, a superfície torna-se plana e o mapeamento é realizado apenas através da cor);
“+” e “-”	Mudar para a matriz de dados seguinte (“+”) ou anterior (“-”);
“.” e “,”	Avançar (“.”) ou recuar (”,”) 10 matrizes;
“º” e “ç”	Avançar (“º”) ou recuar (“ç”) 10 matrizes;
“ ”	Regressar à primeira matriz dos dados;
“L”	Activar/desactivar o filtro logarítmico;
“G”	Activar/desactivar o filtro gaussiano;
“D”	Activar/desactivar a escala dinâmica de mapeamento dos valores escalares (cor e altura);
“I”	Inserir na consola as coordenadas de um ponto da matriz para que seja assinalado na visualização;

“C”	Apagar todas as rectas verticais desenhadas pelo utilizador;
“P”	Obter a coordenada do ponto da superfície apontado pelo rato;
“Q” ou “E”	Terminar o programa (necessário premir duas vezes uma destas teclas).
“1”, “2” e “3”	Alternar os eixos de visualização; cada tecla corresponde a um diferente mapeamento das 3 dimensões dos dados ao longo das dimensões de visualização – X, Y e tempo.

Tabela 1. Funcionalidades controláveis pelo teclado durante a visualização.

No Anexo C encontram-se vídeos obtidos com o *FortiusVisualizer*, onde são visualizadas a propagação de uma onda sonora e a variação da amplitude no domínio da frequência de dados da experiência descrita na Secção 6.2.

5.4 Sincronização das RIR medidas

5.4.1 Introdução. Posição do problema

A reprodução e captação de áudio no sistema utilizado na medição de respostas impulsionais envolve vários componentes digitais e analógicos (vide Figura 4.2). Na reprodução, o sinal de teste é inicialmente processado digitalmente. De uma forma muito sucinta, o processador lê o sinal de teste do disco rígido, copia-o para a memória RAM e redireciona-o para a placa de som através de um barramento de dados da *motherboard*. A partir do conversor digital-analógico (DAC) da placa de som, o processamento torna-se exclusivamente analógico (amplificador e coluna de som). Na captação, o sinal proveniente do microfone (também ele um componente analógico) é convertido no conversor analógico-digital (ADC) da placa de som e enviado em formato digital ao computador.

Os atrasos de resposta dos componentes analógicos podem ser desprezados, pois, além de diminutos, são essencialmente invariáveis. Porém, o mesmo não se passa na parte digital da cadeia de medida. O sistema operativo, que não é de tempo-real, apresenta ao utilizador uma grande abstracção em relação à forma exacta como são geridos os recursos do

computador. Nestas condições, os atrasos temporais introduzidos na propagação do sinal de teste não são controláveis nem previsíveis.

Por se utilizar apenas um microfone, a medição automática de respostas impulsionais é efectuada de forma sequencial ao longo dos pontos da grelha pré-definida. Para que as grelhas de RIR possam ser visualizadas e analisadas correctamente (no domínio do tempo), é essencial que haja sincronismo entre elas. Para tal, é necessário garantir que o início da gravação do sinal de teste (*chirp* logarítmico) em cada ponto esteja sincronizado com o início da sua reprodução na coluna de som. Ora, apesar de as instruções de reprodução do sinal de teste (*chirp* logarítmico) na coluna de som e de gravação pelo microfone serem emitidas simultaneamente, não é possível garantir que sejam cumpridas simultaneamente, devido à variabilidade do atraso temporal introduzido pela parte digital da cadeia de medição, que aliás se verificou e quantificou experimentalmente (vide secção 5.4.3).

Para contornar este problema, desenvolveu-se uma técnica de sincronismo original, descrita na secção seguinte, que permite a obtenção de bons resultados utilizando apenas equipamento estéreo convencional.

É de salientar que este problema de sincronismo não se coloca na análise das RIR no domínio da frequência.

5.4.2 Técnica de sincronização

Na medição de respostas impulsionais monaurais (como é o caso) é necessário apenas um canal (o esquerdo, por exemplo). Surgiu a ideia de construir um sinal de teste estéreo, formado pelo *chirp* logarítmico num canal (no caso, o esquerdo) e um sinal de referência gerado sinteticamente no outro canal (o direito) e ligar directamente na placa de som (por cabo) os canais direitos da saída (sinal de teste) e da entrada (gravação). Assim, na premissa (que se comprovou experimentalmente – vide Secção 5.4.4) de que os canais estéreo são rigorosamente síncronos, seria possível, na fase de pós-processamento, alinhar temporalmente todas as RIR com base no ‘marcador’ enviado no canal direito.

Como sinal de referência, decidiu-se utilizar uma espécie de pulso triangular, representado na Figura 5.2, por ser um sinal de fácil detecção através do seu pico máximo bem definido. No pós-processamento, é este máximo (colocado sempre na quarta amostra transmitida) a referência usada para sincronizar as respostas.

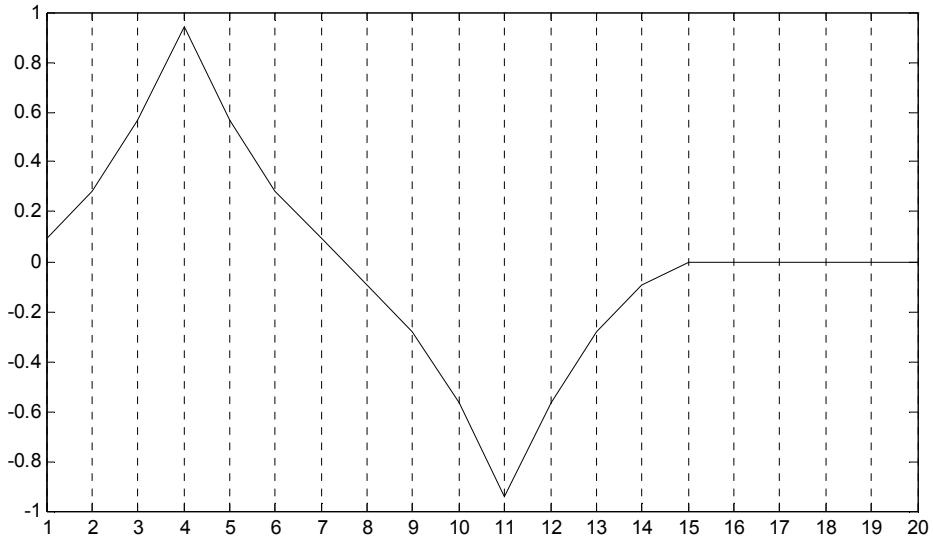


Figura 5.2: Sinal de sincronismo

Na Figura 5.3 encontra-se esquematizada a montagem necessária para obter uma RIR sincronizada. O *chirp* logarítmico é enviado do canal esquerdo da saída 2 da placa de som (*OUTPUT 3*) para a coluna através do amplificador. A sua reprodução na coluna é captada pelo microfone e encaminhada para o canal esquerdo da entrada 1 (*INPUT 1/L*). Paralelamente ao *chirp*, o sinal de sincronismo é enviado do canal direito da saída 2 da placa de som (*OUTPUT 4*) directamente para canal direito da entrada 1 (*INPUT 2/R*), através de um cabo com fichas *TS connector* (*jack 6.3mm mono*), sendo assim gravado em paralelo com o sinal proveniente do microfone.



Figura 5.3: Montagem da técnica de sincronização

5.4.3 Variabilidade do atraso

Para confirmar a necessidade da técnica de sincronização descrita, procedeu-se a um teste de quantificação da variabilidade do atraso temporal do sistema. Tal como na montagem da Figura 5.3, ligou-se a saída *OUTPUT 4* da placa de som à entrada *INPUT 2/R*, através de um cabo com fichas *TS connector* (*jack 6.3mm mono*) – vide Figura 5.4.

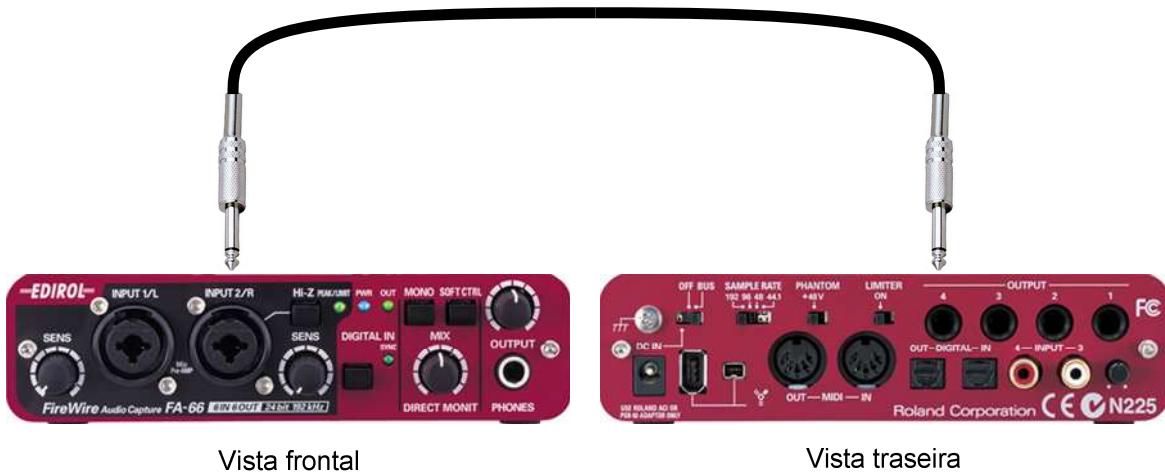


Figura 5.4: Esquema de montagem do teste de quantificação de atraso temporal

Recorreu-se ao *script MATLAB* “*atraso.m*” (vide Anexo A). Aplicou-se a técnica de sincronismo, injectando na saída *OUTPUT 4* o sinal triangular da Figura 5.2 e, no mesmo instante, iniciou-se a gravação a partir da entrada *INPUT 2/R*. Repetiu-se este processo 500 vezes e quantificou-se, para todas as iterações, o atraso observado no impulso triangular gravado (a frequência de amostragem utilizada foi 44.1kHz). A análise estatística dos resultados encontra-se na Figura 5.5. O mesmo teste foi realizado em duas situações de carga do computador: na primeira (a que se refere o histograma superior) não se executou qualquer outra aplicação e na segunda (histograma inferior) executaram-se simultaneamente outros programas de forma a sobrecarregar o processador.

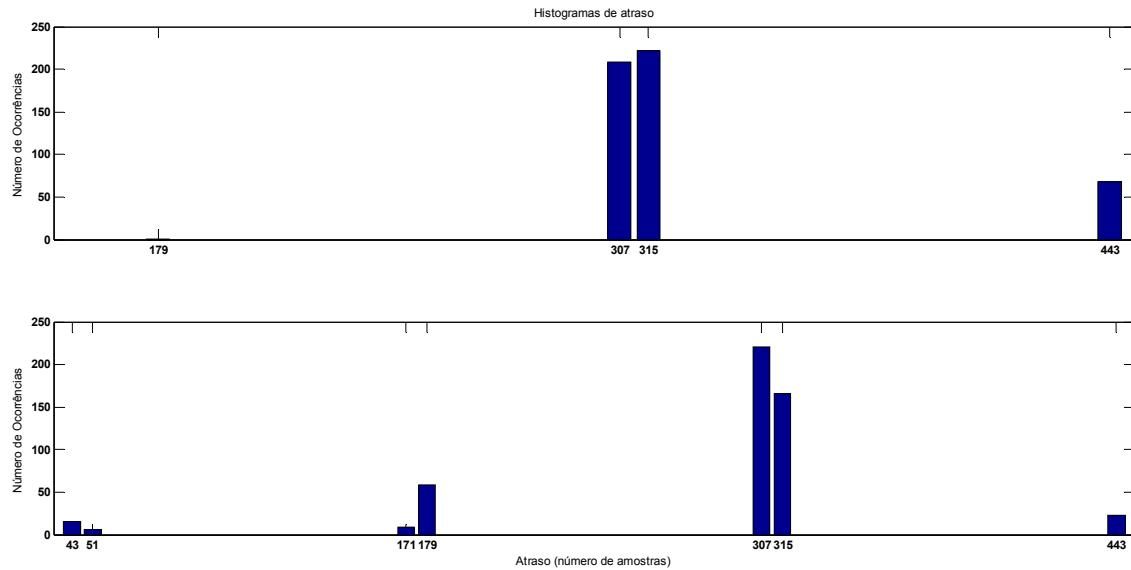


Figura 5.5: Histogramas de atraso

Qualquer atraso numa das medições, de poucas amostras que fosse, iria ser claramente notado durante a visualização das grelhas de RIR no *FortiusVisualizer* (no intervalo de tempo entre amostras consecutivas a 44.1 kHz, uma onda sonora percorre cerca de 8mm). Se houvesse um atraso constante, a abordagem mais simples seria suprimi-lo através da eliminação sistemática de um número fixo de amostras iniciais da gravação. No entanto, como se pode verificar na Figura 5.5, o atraso é variável, o que invalida essa abordagem. Nas duas situações testadas, verificaram-se atrasos entre 43 e 443 amostras, o que se traduz numa variação aproximada de 1 a 10ms. Estes resultados confirmam claramente a necessidade de empregar esta técnica de sincronização durante as medições de RIR.

5.4.4 Sincronismo dos canais estéreo

Para que esta técnica seja funcional é essencial que não exista qualquer desfasamento temporal entre os canais esquerdo e direito das entradas e saídas estéreo da placa de som. Realizou-se um teste para verificar que este requisito é satisfeito. Consistiu em sintetizar duas ondas quadradas de 1kHz perfeitamente iguais e sincronizadas que foram reproduzidas nos dois canais da saída 2 (*OUTPUT 3 e 4*) da placa de som. Através de dois cabos, com fichas *jack* 6.3mm mono, as ondas quadradas foram directamente enviadas para os respectivos canais da entrada 1 (*INPUT 1/L e 2/R*). Estes sinais foram gravados com o auxílio de um *script* em *MATLAB* e analisados através de um diagrama de olho¹⁰. Este teste foi repetido nas mesmas duas situações de carga definidas anteriormente; os diagramas de olho resultantes encontram-se representados na Figura 5.6 e na Figura 5.7, respectivamente. O código usado para este teste encontra-se no ficheiro *DiagramaOlho.m*, incluído no Anexo A.

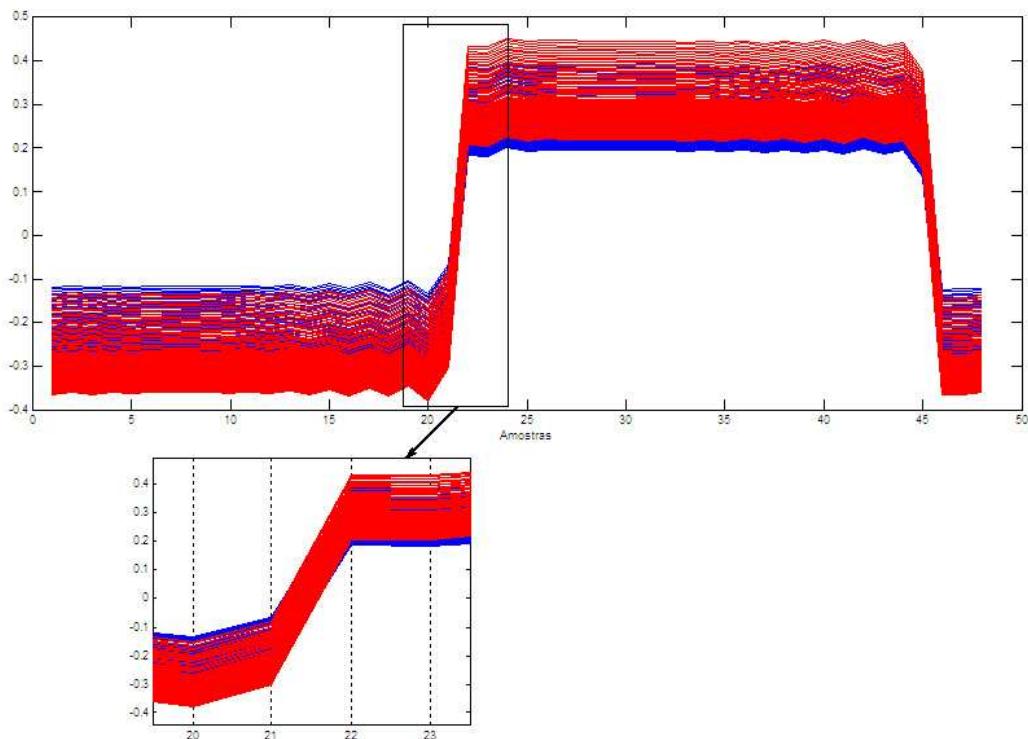


Figura 5.6: Diagrama de olho do sinal recebido (computador pouco carregado)

¹⁰ Técnica de medição qualitativa do desempenho de um sistema, efectuada no domínio temporal, que permite a visualização da distorção na forma de um sinal recebido.

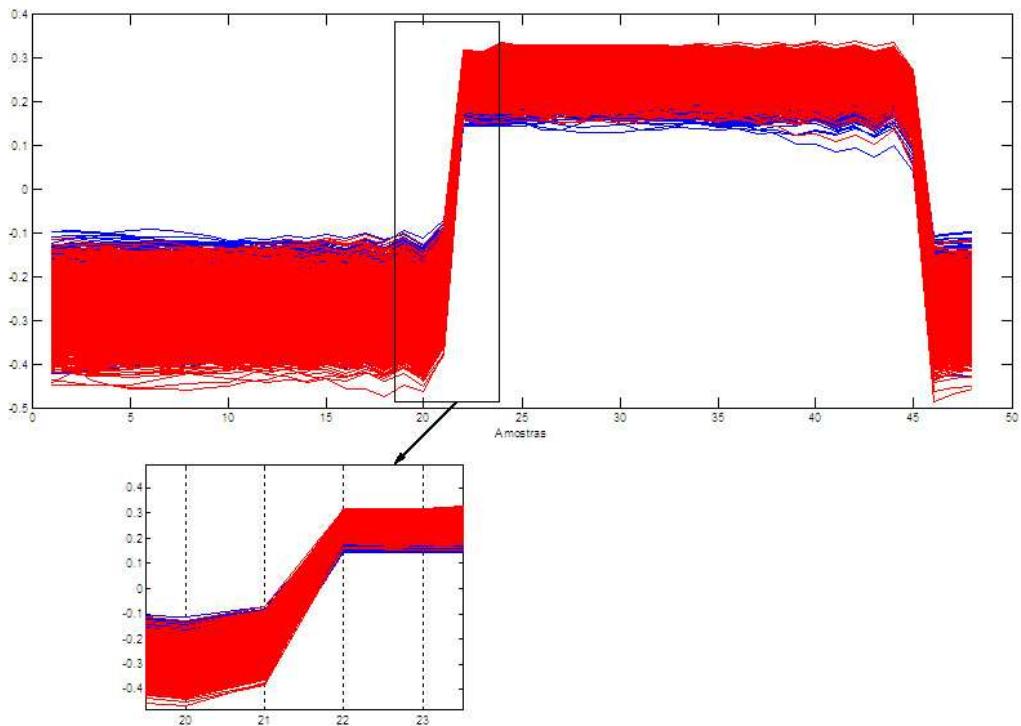


Figura 5.7: Diagrama de olho do sinal recebido (computador sobrecarregado)

Pela observação destes dois diagramas de olho verifica-se que a transição de ‘0’ para ‘1’ na onda quadrada recebida acontece sempre nos dois canais da placa de som em simultâneo (exactamente na mesma amostra). Pode-se então concluir que não existe qualquer desfasamento entre os canais esquerdo e direito das entradas/saídas da placa de som, o que garante o correcto funcionamento da técnica de sincronização apresentada.

5.4.5 Resultados

A sincronização dos sinais gravados pelo microfone é efectuada no início do pós-processamento. São eliminadas (em ambos os canais), as amostras anteriores ao pico máximo do sinal de sincronismo (presente no canal direito). Desta forma o sinal adquirido contém apenas amostras gravadas a partir do instante em que se iniciou a reprodução do sinal de teste. Em resultado da aplicação desta técnica, a grelha de RIR não contém quaisquer erros de variação temporal e a sua visualização é efectuada correctamente. Para o ilustrar, a Figura 5.8 e a Figura 5.9 comparam as representações gráficas de determinados instantes temporais das RIR medidas durante a experiência descrita na Secção 6.2, obtidas, respectivamente, com e sem a aplicação da técnica de sincronismo descrita.

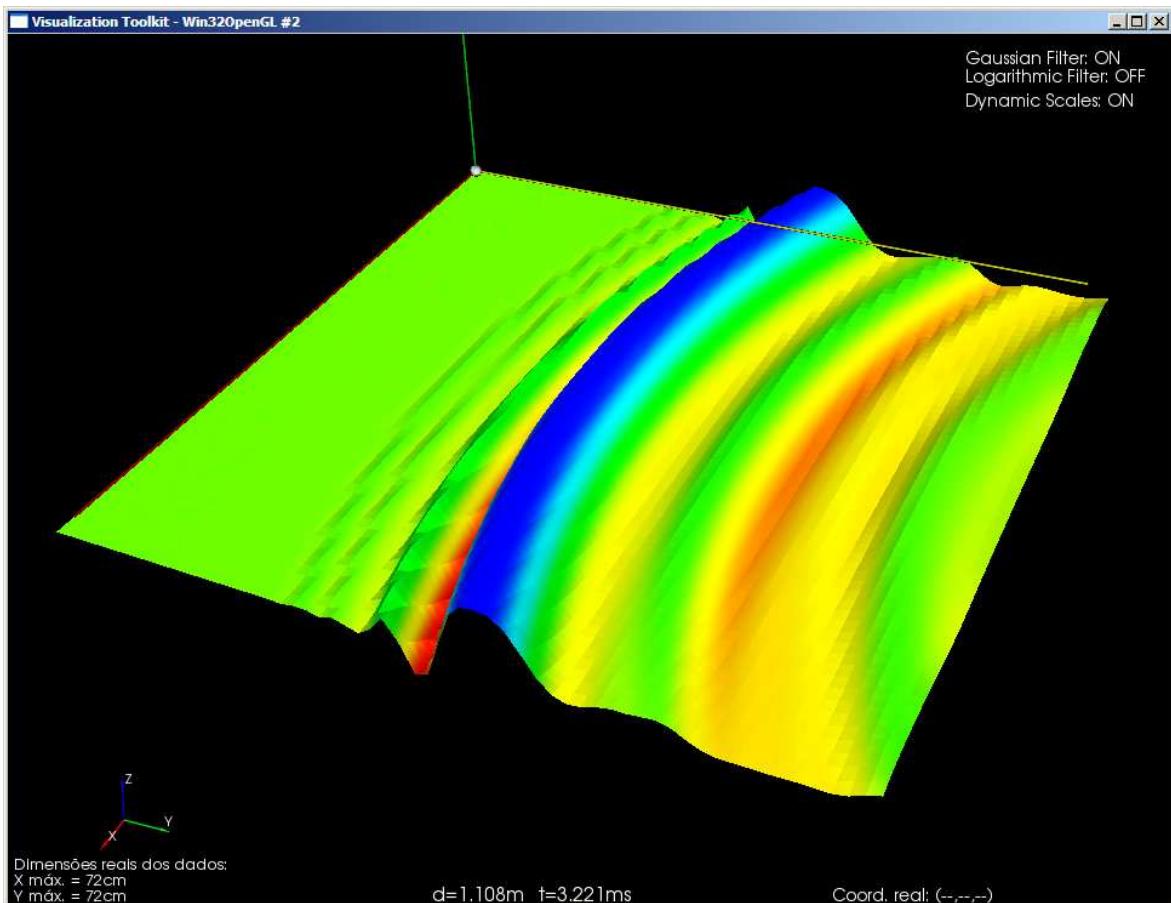


Figura 5.8: Grelha de RIR calculada com sincronismo

Na visualização da grelha de RIR calculada com sincronismo, a onda surge ‘compacta’. Ao invés, na visualização sem sincronismo a onda impulsional aparece ‘espalhada’ ao longo do tempo. São perceptíveis pelo menos três frentes de onda incompletas com significativo espaçamento no tempo, correspondendo cada uma a parte dos pontos da grelha onde se verificou aproximadamente o mesmo desfasamento temporal entre reprodução e gravação. Estas observações estão de acordo com os dados dos histogramas da Figura 5.5, onde se verifica a ocorrência de um conjunto de pares de valores de atraso preferenciais (três com o PC pouco carregado e quatro com o PC sobrecarregado). A distribuição de probabilidades destes pares coincide com a densidade das frentes de onda evidenciados na Figura 5.9. O facto de os valores dos pares serem muito próximos contribui para a ‘desintegração’ visual da frente de onda. A visualização desta grelha sem sincronismo pode ser realizada através do vídeo *rir_without_sync.avi*, presente no Anexo C.

Este exemplo evidencia claramente a importância desta técnica de sincronização.

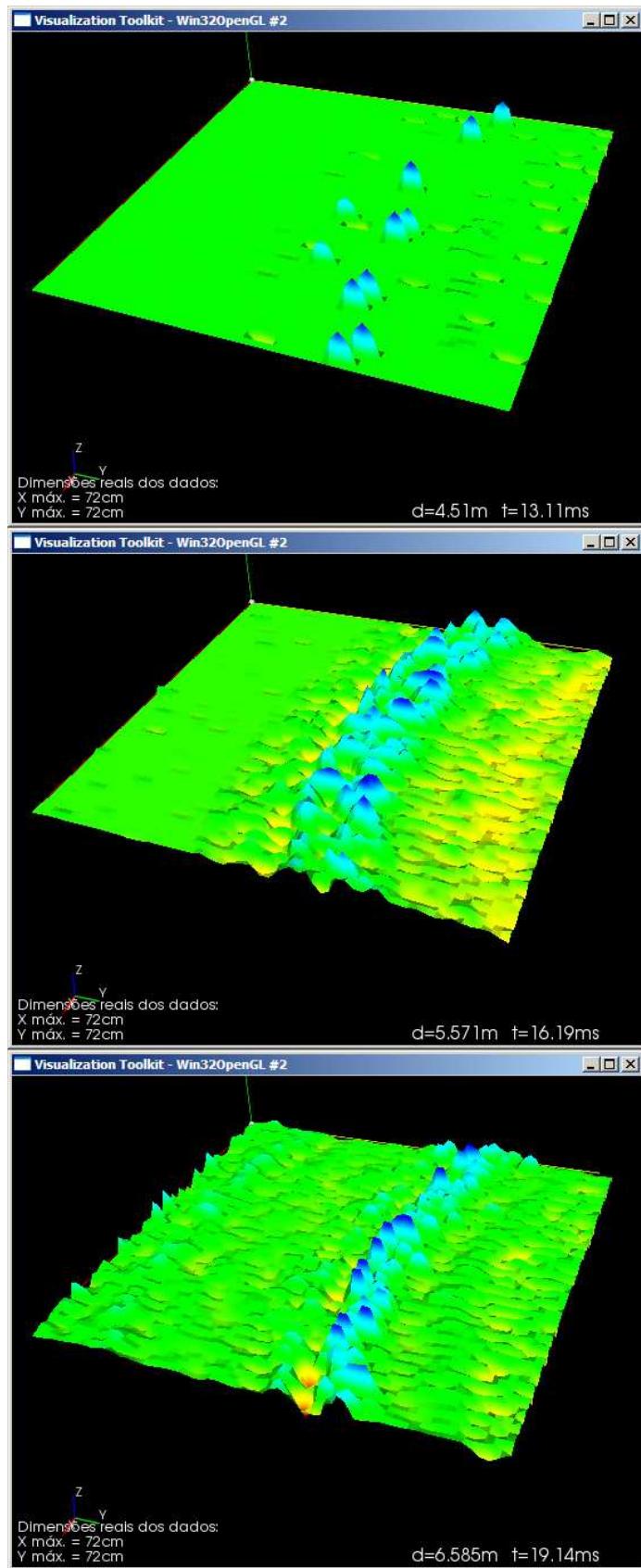


Figura 5.9: Grelha de RIR calculada sem sincronismo

6 Caracterização Subjectiva de uma Sala

6.1 Introdução

De forma a interpretar objectivamente os critérios empíricos utilizados pelos técnicos de som no posicionamento de microfones, é necessário encontrar uma relação entre os dados resultantes de análise das matrizes de respostas impulsionais de salas (RIR) e os resultados de experiências de posicionamento de microfones realizadas por esses técnicos.

Já no âmbito do projecto *Fortius*, havia-se realizado, no dia 25 de Abril de 2008, uma experiência-piloto visando testar o *Robot* de Captação de Som para posicionamento de microfones por técnicos de som (Rodrigues 2008). Desta experiência resultaram várias sugestões de melhoramento que foram posteriormente implementadas (vide Secção 6.2.2).

No dia 4 de Agosto de 2008, realizou-se uma nova experiência, em que cada técnico de som procedeu à escolha de vários pontos, através do *Robot* de Captação de Som, para a gravação de determinadas interpretações musicais de instrumentos, simuladas por gravações anecóicas reproduzidas numa coluna de som. Nesta experiência participaram os mesmos técnicos de som da experiência-piloto, que tinham mostrado grande interesse em acompanhar a evolução do projecto. Falamos de três reputados profissionais na área do áudio em Portugal: José Fortes, Luís Belo Lopes e Vítor Génio.

6.2 Experiência de Captação de Som

6.2.1 Localização e Montagem

O local escolhido para realização da experiência foi o Anfiteatro IV do Departamento de Electrónica e Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro (DETIUA), previamente reservado para o dia da experiência e para os três dias anteriores. Trata-se de uma sala com ‘carácter’ do ponto de vista acústico, manifestando até um curioso ‘defeito’ causado pela presença de grandes superfícies paralelas – *flutter echo* – que a experiência poderia eventualmente evidenciar. A Figura 6.1 apresenta um aspecto geral do anfiteatro, evidenciando o posicionamento da fonte sonora e *Robot* de captação e os principais materiais de revestimento: madeira nas cadeiras, parede do fundo e tecto; alcatifa rapada nas paredes laterais e chão.



Figura 6.1: Vista Geral do Anfiteatro IV

A Figura 6.2 apresenta a montagem utilizada para realizar a experiência.

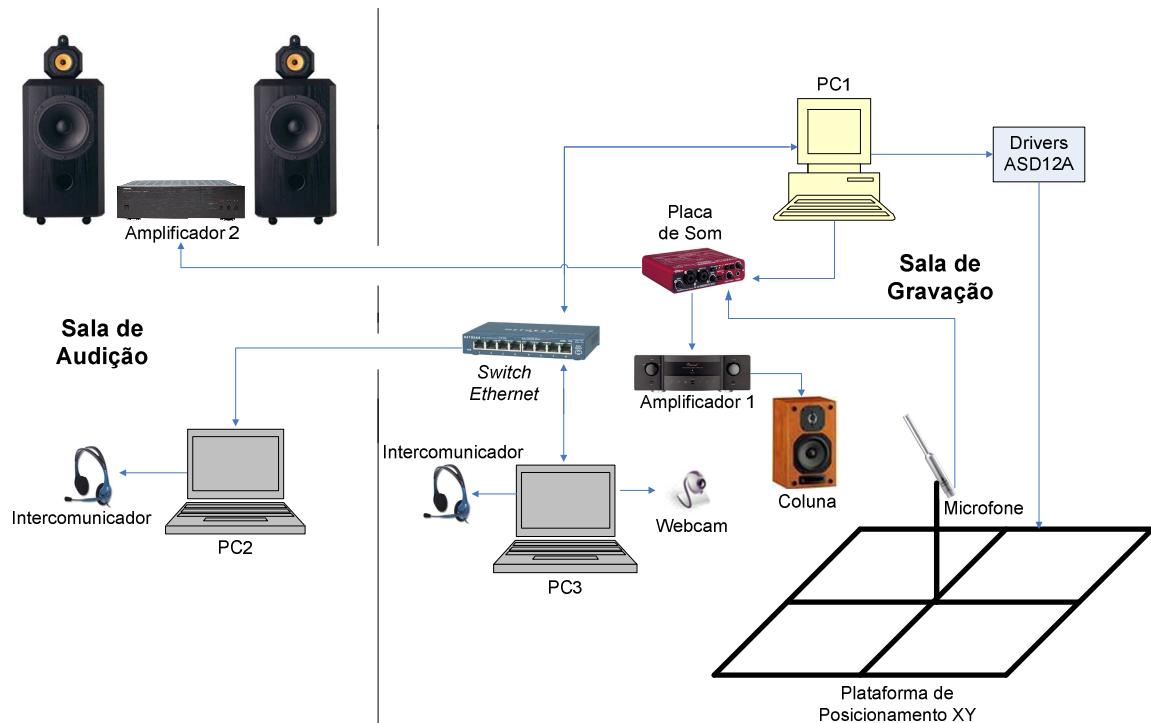


Figura 6.2: Montagem da experiência

O anfiteatro onde se encontrava o *Robot* de Captação de Som é representado na Figura 6.2 como *sala de gravação*. A *sala de audição* refere-se ao estúdio móvel profissional disponibilizado por José Fortes. Na Figura 6.3 pode ver-se a mesa de controlo e as colunas de som, sendo também evidenciado o tratamento acústico da sala, desenhado para optimizar as condições de monição.



Figura 6.3: Estúdio Móvel

O PC1 é responsável pelo controlo, através dos *drivers* dos motores, da plataforma de posicionamento XY e pela injecção de sinais de teste na sala de gravação. O PC3 assegura a comunicação entre os dois espaços, enquanto o PC2, na sala de audição, acumula as funções de comunicação com as de controlo remoto do *Robot* de Captação de Som. A comunicação baseia-se no *software Microsoft NetMeeting*, que permite a transmissão de som e vídeo entre computadores. Para o efeito, os PC 2 e 3 foram ligados através de um *switch Ethernet* e equipados com microfones e auscultadores. Utilizou-se também uma *webcam*, instalada no PC3, para transmitir imagens da plataforma XY em funcionamento.

A placa de som envia, pelo seu canal de saída 3 ligado ao amplificador 1, os sinais de teste para a coluna colocada na sala de gravação. Simultaneamente, na entrada 1, recebe o sinal

do microfone que é encaminhado pelo canal de saída 1 até ao amplificador 2, responsável pela reprodução desse sinal nas colunas de monição do estúdio móvel.

6.2.2 Melhoramentos em relação à Experiência-Piloto

Um dos aspectos melhorados foi a comunicação entre as salas de audição e gravação: um novo PC (PC3) permite estabelecer comunicação audiovisual entre as duas salas sem interferir com o controlo do *Robot* de Captação de Som. Outra alteração diz respeito à placa de som, que foi substituída por uma mais adequada a esta experiência, pois disponibiliza nas suas saídas o som captado pelo microfone separado do som que está a ser enviado para a coluna.

Para evitar reajustes do sistema ao longo da experiência e assim proteger a coluna de som, procedeu-se à equalização energética dos sinais de teste utilizados. Para tal, ajustou-se a amplitude do sinal utilizado para medir a RIR, o *chirp* logarítmico, para que o seu valor eficaz igualasse a média, previamente calculada, dos valores eficazes de todos os sons de teste utilizados para posicionar o microfone.

Criou-se também (vide Anexo D) um manual de procedimento e uma ficha de registos onde poderia ser anotado o nome do utilizador, o local de realização da experiência, as coordenadas dos pontos escolhidos e observações feitas.

6.2.3 Preparação

Como sinais de teste para posicionamento do microfone utilizaram-se sons de instrumentos gravados na câmara anecóica do DETI¹¹ (Figura 6.4).

¹¹ Trata-se de uma sala revestida interiormente com material absorvente com o objectivo de diminuir e dispersar reflexões das ondas electromagnéticas. Apesar de se destinar a testes na área das telecomunicações pode ser utilizada em aplicações acústicas, pois a ordem de grandeza dos comprimentos de onda utilizados é idêntica e, por isso, este espaço continua a manifestar um comportamento próximo de anecóico.

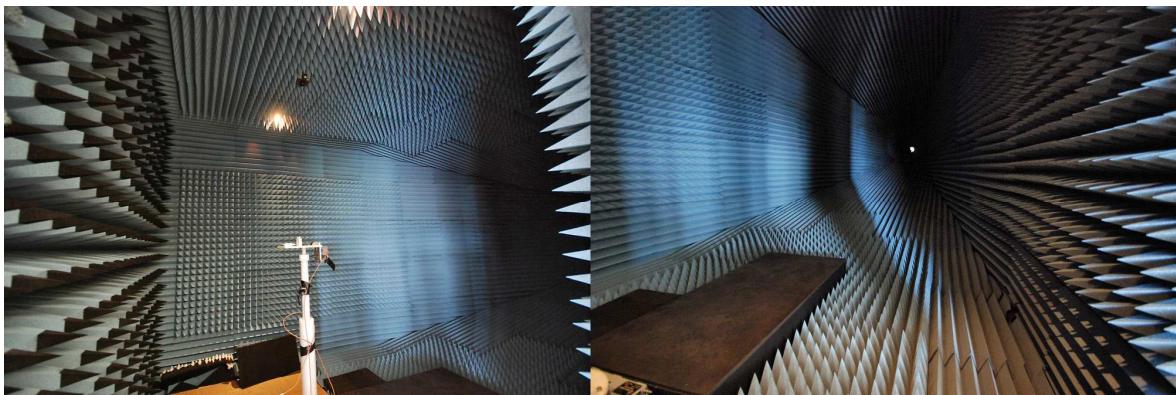


Figura 6.4: Câmara anecóica do DETI

Quando um som gravado em câmara anecóica é reproduzido pela coluna, obtém-se um efeito idêntico ao que seria produzido se a fonte sonora fosse o próprio instrumento. Todos os sons anecóicos utilizados se encontram no Anexo E Foram gravados em formato “.wav” e designados de forma tão informativa quanto possível:

- *Flauta-Alto.wav*
- *Flauta-Soprano.wav*
- *Flauta-Tenor.wav*
- *Guitarra-Deca-1.wav*
- *Guitarra-Deca-2.wav*
- *Guitarra-Deca-3.wav*
- *Guitarra-GC.wav*

Nos dias que antecederam a experiência, procedeu-se à montagem e configuração definitiva de todo o material no Anfiteatro IV e realizou-se a tarefa essencial de recolher as medições necessárias para o cálculo da matriz de respostas impulsionais deste espaço. Os eixos da plataforma XY podem ser movidos numa área quadrada de cerca de 75cm de lado. Optou-se por utilizar uma área de 72x72cm e realizar a medição de uma matriz de RIR em 61x61 pontos, com um espaçamento de 1,2cm em ambos os eixos. Aplicou-se um *chirp* logarítmico com 10 segundos de duração; as gravações foram efectuadas com 12 segundos para que a reverberação da sala fosse incluída. O processo de injecção e gravação do *chirp* em todos os pontos da matriz demorou cerca de 26 horas. O cálculo das RIR foi realizado a

posteriori através do *script MATLAB* descrito na Secção 4.4. Todos os sinais (pré- e pós-processamento) se encontram no Anexo F.

Realizaram-se testes preliminares com o auxílio empenhado de Sérgio Lopes, um ex-aluno do DETI a trabalhar na área do áudio. Foram sugeridas algumas alterações para o aperfeiçoamento da interface com o utilizador, que serão descritas na Secção 6.2.5.

6.2.4 Execução

No início dos trabalhos, da parte da manhã, José Fortes sugeriu posicionar o microfone numa boa localização recorrendo ao seu método habitual em sessões de gravação. Assim, utilizando como fonte sonora um dos sons anecóicos de guitarra (“*Guitarra-GC.wav*”) escolheu o posicionamento *in loco*, sondando directamente, com os próprios ouvidos, a área ocupada pela plataforma XY (em que o microfone se poderia mover). O microfone foi deslocado para esse ponto e anotaram-se as respectivas coordenadas ($X=55,2\text{cm}$; $Y=48\text{cm}$).

O passo seguinte foi a instalação, no estúdio móvel, dos cabos de som e rede e a montagem do PC responsável pelo controlo remoto e pela comunicação com a sala de gravação (PC2), para que o estúdio pudesse desempenhar a função de sala de audição.

Finalizada a montagem, José Fortes procedeu a um novo posicionamento do microfone com o mesmo som de teste, mas desta vez no estúdio móvel através do controlo remoto do *Robot* de Captação de Som. Neste segundo posicionamento procurou-se um ponto em que captasse menos a zona de baixas frequências que a gravação “*Guitarra-GC.wav*” continha em demasia. O ponto escolhido foi ($X=40,8\text{cm}$; $Y=62,4\text{cm}$). Todos os presentes constataram uma diferença notória (menor extensão de graves). Com o microfone fixo nesta posição, José Fortes dirigiu-se à sala de gravação para sondar directamente a zona envolvente deste ponto para o mesmo som anecóico. Fortes considerou que o ponto ideal para obter o efeito pretendido estaria, na sua opinião, cerca de 5cm acima. Confirmou-se assim a importância de dotar o sistema de posicionamento de mais graus de liberdade.

De tarde, Vítor Génio, Luís Belo Lopes e José Fortes estiveram, por esta ordem, no estúdio móvel a posicionar remotamente o *Robot* e a procurar pontos de gravação, para diferentes sons anecóicos, que manifestassem características acústicas especiais ou que fossem simplesmente ideais para pós-tratamento em estúdio. Nas três sessões de posicionamento,

foram apontadas nas folhas de registo as coordenadas dos pontos escolhidos, as observações feitas pelos técnicos sobre esses pontos e também sugestões de melhoramento do *Robot* de Captação de Som. No Anexo D encontram-se as folhas de registo das três sessões de posicionamento.



Figura 6.5: José Fortes durante o posicionamento remoto do *Robot* de Captação de Som

No final da sua sessão, José Fortes tentou encontrar um ponto que se aproximasse, em termos de características acústicas, do primeiro ponto que havia escolhido de manhã pelo seu método habitual (*in loco*). Escolheu o ponto (X=27,6cm; Y=55,2cm), que, apesar de ser relativamente afastado do primeiro, considerou idêntico em termos de características acústicas.

6.2.5 Sugestões de Melhoria

Na experiência preliminar, Sérgio Lopes sugeriu a flexibilização da reprodução dos sons anecóicos. Por exemplo, a possibilidade de avançar e recuar livremente a reprodução para um instante à escolha do utilizador facilitaria as comparações. Outra sugestão foi a de acrescentar a funcionalidade de mover o microfone directamente para uma determinada posição especificada com o rato sobre o esquema representativo da plataforma XY.

Durante a experiência de escolha de pontos de captação, os três técnicos de som foram encorajados a apresentar todas as críticas que lhes ocorressem relativamente ao funcionamento do *Robot* de Captação de Som.

Vítor Génio considerou que o som do movimento dos motores é intrusivo durante na audição.

Luís Belo Lopes sugeriu, à semelhança de Sérgio Lopes, realizar o posicionamento remoto através do rato directamente num gráfico representativo da plataforma XY. Este tipo de posicionamento permitir-lhe-ia, por exemplo, efectuar comparações entre dois pontos distantes sem ter que utilizar várias vezes as setas para realizar o deslocamento entre os dois pontos.

José Fortes sentiu de imediato a falta de regulação em altura do microfone, opinião que é também partilhada pelos outros dois técnicos. Apesar de também sentir a necessidade de controlar o microfone em azimute, a possibilidade de regulação em altura seria bastante mais importante. Outra funcionalidade que José Fortes gostaria de ver implementada é a adaptação dinâmica da velocidade dos motores. Assim, os motores mover-se-iam rapidamente sempre que o utilizador especificasse um deslocamento grande e lentamente para ajustes finos. Desta forma, o método de posicionamento tornar-se-ia mais ‘natural’. A esta funcionalidade Fortes acrescentaria também a utilização do esquema representativo da plataforma para dar a ordem de movimentação do microfone, à semelhança de Luís Belo Lopes e Sérgio Lopes.

6.3 Interpretação dos Dados Recolhidos

Reunidas as coordenadas de todos os pontos escolhidos pelos 3 técnicos de som, bem como as respectivas observações, a primeira abordagem de exploração destes dados será a sua visualização em conjunto com os dados objectivos medidos na zona de posicionamento do microfone, recorrendo à aplicação *FortiusVisualizer* (Secção 5.3). A Figura 6.6 representa um exemplo onde, sobre uma grelha de DFT para uma determinada frequência, se assinalam (através de segmentos de recta verticais) os quatro pontos escolhidos por José Fortes durante a audição do som anecóico “*Flauta-Tenor.wav*”.

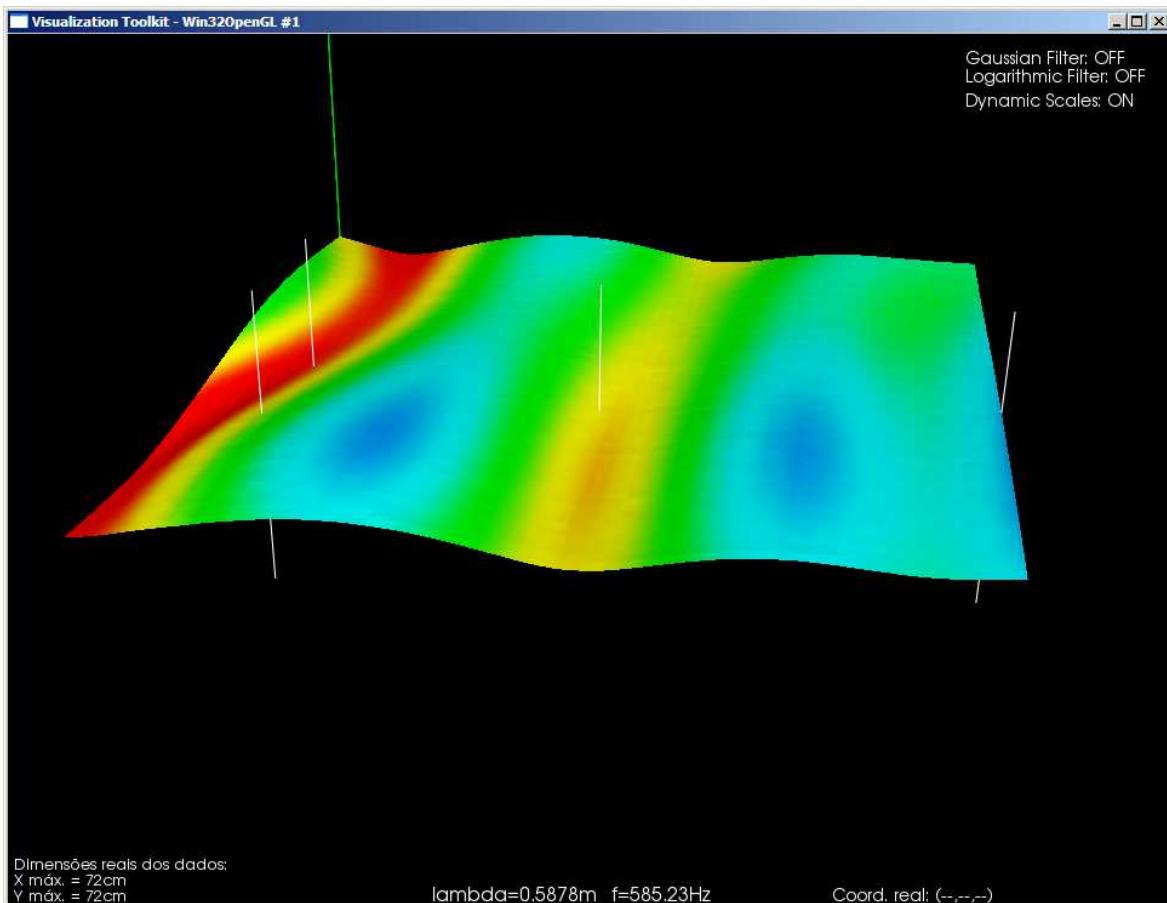


Figura 6.6: Visualização de uma grelha de FFT com um conjunto de pontos assinalados

No prosseguimento do trabalho, pretende-se derivar parâmetros acústicos a partir da matriz de RIR, e proceder à análise visual exaustiva do cruzamento destes dados com os recolhidos durante a experiência.

A norma (ISO3382 1997) define múltiplos parâmetros acústicos para caracterização de salas. A título de exemplo, segue-se a definição e visualização de um destes parâmetros, a *claridade* (C_{80}), relacionada com as condições acústicas para música. Representa a relação entre a energia “directa” (que chega a um determinado ponto nos primeiros 80ms) e a energia “reverberante” (que chega depois da “directa”). É definida pela Equação 6.1, onde $p(t)$ representa uma RIR medida (ISO3382 1997):

$$C_{80} = 10 \log \left(\frac{\int_0^{0.08} p^2(t) dt}{\int_{0.08}^{\infty} p^2(t) dt} \right) dB \quad \text{Equação 6.1}$$

Este balanço de energia pode também ser calculado para os primeiros 50ms, dando origem ao parâmetro C_{50} , mais relacionado com as condições acústicas para discurso.

Depois de calculada a claridade em todos os pontos da matriz obtida na experiência, o resultado pode apresentado graficamente pela aplicação *FortiusVisualizer*, como mostra a Figura 6.7. Como seria de esperar, a zona azul, de maior amplitude, é a que se encontra mais próxima da coluna de som.

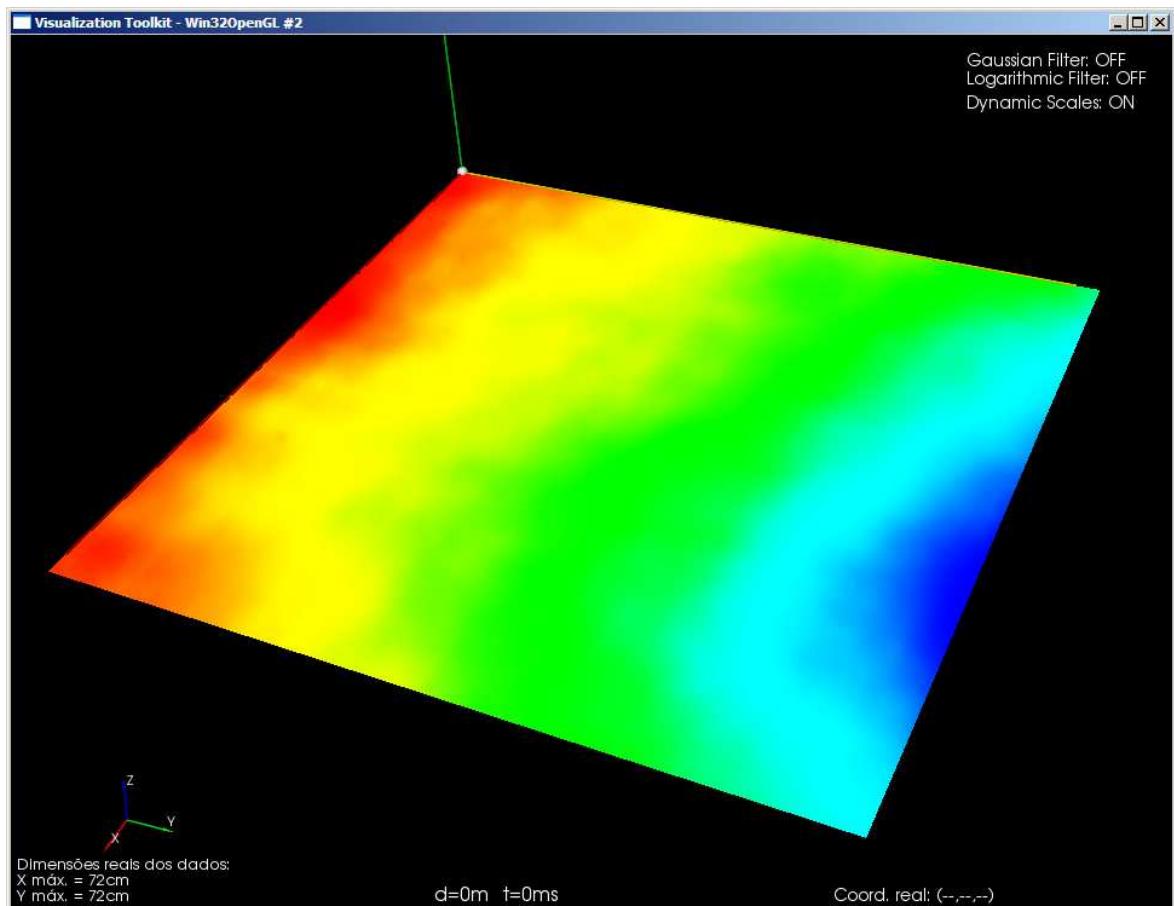


Figura 6.7: Representação visual do parâmetro *Claridade* (C_{80})

Muitos outros parâmetros (já definidos ou a definir) e suas combinações poderão ser considerados. Pretende-se proceder à análise exaustiva do cruzamento desses dados com os dados de preferência subjectiva recolhidos durante a experiência, na busca de correlações significativas. As observações feitas pelos técnicos de som durante a escolha dos pontos poderão ajudar a orientar essa pesquisa. Por exemplo, dos diálogos com José Fortes percebeu-se que o critério seguido no posicionamento segundo os eixos X e Y está relacionado com o *tempo*, isto é, com a relação entre os sons directo e reflectido (eventualmente traduzível pelo parâmetro claridade), enquanto o posicionamento segundo

Z é usado para ajustar a *dinâmica* (nas palavras de José Fortes) sem modificar as características temporais (o que evidencia de novo a necessidade de conferir ao sistema mais graus de liberdade). Admite-se que a dinâmica estará sobretudo ligada à equalização, pelo que parece importante definir parâmetros com ela relacionados, tais como a uniformidade (*flatness*) global do espectro ou a uniformidade em bandas-alvo (a valorizar em função do material gravado).

7 Conclusões e Trabalho Futuro

Um dos principais resultados deste trabalho é a aplicação gráfica *FortiusVisualizer*, desenvolvida para permitir visualizar grelhas de RIR adquiridas experimentalmente numa determinada área definida por uma plataforma XY de posicionamento de microfones. Igualmente aplicável a grelhas de RIR calculadas através de modelos, esta ferramenta permite ainda visualizar quaisquer parâmetros acústicos derivados das RIR. Destacam-se as grelhas de resposta em frequência obtidas por análise de Fourier; de facto, a análise no domínio da frequência é essencial na caracterização acústica de salas, assumindo especial importância o comportamento modal na região das baixas frequências. Esta aplicação permite, quer no eixo do tempo como na frequência, amostragem irregular de dados. Por essa razão desenvolveu-se um método de cálculo da transformada de Fourier com um espaçamento logarítmico na frequência, com o intuito de auxiliar o estudo do comportamento modal.

A aplicação, muito versátil do ponto de vista da natureza dos dados que podem ser visualizados, é ainda passível de melhoramento ao nível da interface com o utilizador. Sugere-se, por exemplo, que o controlo das janelas de visualização e suas funcionalidades recorra a menus contextuais. O utilizador poderá assim, de uma forma mais intuitiva, escolher os dados matriciais que pretende visualizar, introduzir as coordenadas de pontos escolhidos em experiências práticas e controlar os filtros, escalas e modos de mapeamento das diferentes janelas de visualização.

Outro resultado importante foi a evolução conseguida no método da correlação utilizado para obtenção das RIR. Abandonou-se a técnica do *chirp* linear utilizada no trabalho precedente (Rodrigues 2008) para passar a utilizar o método da correlação de Farina (Farina 2000) baseado em *chirp* logarítmico, unanimemente reconhecido como o que garante a melhor aproximação à resposta impulsional real da sala.

Como foi explicado na Secção 3.4.1, o algoritmo de geração do sinal de teste pode ainda ser melhorado, permitindo optimizar a implementação desta técnica.

A criação de uma técnica para sincronizar as medições foi um passo essencial para se poder visualizar correctamente as grelhas de RIR no domínio do tempo.

Da experiência com os técnicos de som surgiram várias sugestões de melhoramento do *Robot* de Captação de Som, tanto ao nível do controlo mecânico da plataforma como da interface com o utilizador. Em particular, houve unanimidade quanto à vantagem de desenvolver um sistema de posicionamento mais sofisticado, para permitir controlo não só no plano horizontal mas também em altura, azimute e rotação. Dessa forma seria possível não só posicionar o microfone em três dimensões mas também fazê-lo apontar para qualquer ponto do espaço. Nesse sentido, perspectiva-se o abandono da Plataforma XY a curto prazo e a construção de um *Robot* próprio para este projecto, cujo desenvolvimento já foi iniciado.

A aquisição automática de RIR beneficiaria imenso da possibilidade de utilizar vários microfones (em vez de um único) para aquisições simultâneas.

Existem também várias melhorias possíveis ao nível da interface de controlo do *Robot* de Captação de Som. Uma delas, consensualmente sugerida durante a experiência, é a de adicionar a funcionalidade de mover o microfone directamente para uma posição indicada com o rato sobre o esquema representativo da plataforma XY. Outra alteração poderá ser a flexibilização da reprodução dos sinais de teste durante o posicionamento manual do microfone.

Confirmou-se a importância de desenvolver *software* que facilite e ajude a sistematizar e aumentar a escala dos estudos de preferência subjectiva. Concretamente, pretende-se construir duas interfaces para *ranking* por comparação A-B e posicionamento virtual de microfones, com base em grelhas de RIR medidas, com o objectivo de estudar a preferência subjectiva de múltiplos utilizadores em relação à qualidade acústica de gravações (Rodrigues 2008).

Foi já iniciado o cálculo de parâmetros acústicos sobre os dados da experiência realizada. O próximo passo será prosseguir com a pesquisa de parâmetros objectivos que se correlacionem com critérios de posicionamento resultantes de experiências subjectivas. Perspectiva-se ultrapassar em breve algumas das limitações encontradas e realizar novas experiências.

O sistema desenvolvido poderá assim encontrar aplicação prática a curto prazo e constituir um contributo interessante para a principal ambição do projecto *Fortius* – a detecção automática do posicionamento “óptimo” de microfones em sessões de gravação.

Anexo A – *Scripts MATLAB*

A pasta “Anexo A” do CD incluído na contracapa desta dissertação contém todos os *scripts MATLAB* utilizados:

Nome do Ficheiro	Descrição
<i>Logchirp.m</i>	Função que gera um <i>chirp</i> logarítmico – vide Secção 3.4.1, pág.15
<i>Teste_imp_Farina.m</i>	Programa para testar a implementação do filtro inverso através da correlação do <i>chirp</i> logarítmico com o próprio filtro – vide Secção 3.4.2, pág. 17
<i>teste_RIR_Tomb.m</i>	Programa para testar a implementação do filtro inverso através da medição de uma IR previamente conhecida – vide Secção 3.4.2, pág. 17
<i>thd.m</i>	Função de teste para evidenciar as propriedades de imunidade à distorção do método utilizado – vide Secção 3.4.2, pág. 17
<i>process.m</i>	Função responsável pelo cálculo das matrizes de RIR – vide Secção 4.4, pág. 28
<i>atraso.m</i>	Função que quantifica o atraso na reprodução de um sinal sonoro e a sua variabilidade – vide Secção 5.4.3, pág. 41
<i>DiagramaOlho.m</i>	Programa que testa o sincronismo entre os canais esquerdo e direito das saídas da placa de som – vide Secção 5.4.4, pág. 43
<i>clarity.m</i>	Função que calcula o parâmetro acústico <i>Claridade</i> (C_{80}) numa dada grelha de pontos – vide Secção 6.3

Anexo B – Programa de controlo do *Robot* de Captação de Som

A pasta “Anexo B” do CD incluído na contracapa desta dissertação contém o código *LabVIEW* de controlo do *Robot* de Captação de Som:

Nome do Ficheiro	Descrição
<i>interface_com_joystick_17.vi</i>	Interface principal de controlo – vide Secção 4.3, pág. 24.
<i>Measurement.vi</i>	Código <i>LabVIEW</i> que configura as medições no modo <i>Matriz</i>
<i>Motion Setup.vi</i>	Código <i>LabVIEW</i> que configura os motores
<i>RI Measurement.llb</i>	Biblioteca <i>LabVIEW</i>

Anexo C – Vídeos *FortiusVisualizer*

A pasta “Anexo C” do CD incluído na contracapa desta dissertação contém vídeos, obtidos com o *FortiusVisualizer* (Secção 5.3), dos dados obtidos na experiência da Secção 6.2:

Nome do Ficheiro	Descrição
<i>rir.avi</i>	Primeiros 11ms da grelha de RIR
<i>rir_big.avi</i>	Primeiros 40ms da grelha de RIR
<i>rir_big_dynamic.avi</i>	Primeiros 40ms da grelha de RIR (escala dinâmica ligada)
<i>fft_50_1000_dynamic.avi</i>	Grelha de FFT, de 50 a 1kHz (escala dinâmica ligada)
<i>rir_without_sync.avi</i>	Primeiros 20ms da grelha de RIR, calculada sem sincronismo – vide Secção 5.4.5

Anexo D – Folhas de Registo e Procedimento

A pasta “Anexo D” do CD incluído na contracapa desta dissertação contém os modelos da folha de registo e o manual de procedimentos da experiência prática (Secção 6.2.2, pág. 50). Encontram-se também as folhas de registo preenchidas durante a experiência descrita na Secção 6.2.4, pág. 52.

Nome do Ficheiro	Descrição
<i>Registo-1^apag-V2.doc</i>	Modelo da folha de registo – 1 ^a página
<i>Registo-pag2-e-seguientes-V2.doc</i>	Modelo da folha de registo – 2 ^a página e seguintes
<i>Procedimento.doc</i>	Manual de procedimentos para a experiência (controlo remoto do microfone e escolha de pontos de captação)
<i>Registo de Experiência JF.doc</i>	Folha de registo do posicionamento de José Fortes
<i>Registo de Experiência LBL.doc</i>	Folha de registo do posicionamento de Luís Belo Lopes
<i>Registo de Experiência VG.doc</i>	Folha de registo do posicionamento de Vítor Génio

Anexo E – Gravações Anecóicas

A pasta “Anexo E” do CD incluído na contracapa desta dissertação contém as gravações anecóicas de flauta e guitarra (Secção 6.2.3, pág. 50):

Nome do Ficheiro	Descrição
<i>Flauta-Alto.wav</i>	Paula Campos
<i>Flauta-Soprano.wav</i>	Paula Campos
<i>Flauta-Tenor.wav</i>	Paula Campos

<i>Guitarra-Deca-1.wav</i>	Estudo de Aguado – Ricardo Mota
<i>Guitarra-Deca-2.wav</i>	Ricardo Mota
<i>Guitarra-Deca-3.wav</i>	Estudo Simples no 1 de Brouwer – Ricardo Mota
<i>Guitarra-GC.wav</i>	‘Greensleeves’ – anónimo – Guilherme Campos

Estas gravações foram efectuadas na câmara anecóica do DETI nos dias 23 e 24 de Abril de 2008 na primeira fase do projecto *Fortius* (Rodrigues 2008).

Anexo F – Grelha de RIR medida

A pasta “Anexo F” do CD incluído na contracapa desta dissertação contém as medições efectuadas no local da experiência (matriz de 61x61 pontos) e os resultados do respectivo pós-processamento (RIR e FFT) – vide Secção 6.2.3, pág. 50.

Nome do Ficheiro	Descrição
<i>chirp_log_10_sincro.wav</i>	Sinal de teste estéreo – <i>chirp</i> logarítmico no canal esquerdo e marca de sincronismo no canal direito. Duração: 10 segundos. Frequência de amostragem: 44100 Hz. (vide Secção 3.4.1, pág. 15)
<i>output000000-01.wav</i> ... <i>output060060-01.wav</i>	3721 gravações áudio do <i>chirp</i> logarítmico na matriz de 61x61 pontos da experiência – vide Secção 6.2.3, pág. 50.
<i>rir000000-01.mat</i> ... <i>rir060060-01.mat</i>	Matriz de respostas impulsionais obtida por pós-processamento das medições anteriores – formato compatível com <i>MATLAB</i> .
<i>MSheet.txt</i>	Ficheiro de informação geral sobre as medições gerado pelo programa de controlo – vide Secção 4.3, pág. 24.
<i>logfile.txt</i>	Informação gerada pelo programa de controlo destinada à

	função “ <i>process.m</i> ” – vide Secção 4.4, pág. 28.
<i>output_rir-01-V3-0.1s</i>	Ficheiro compatível com a aplicação <i>FortiusVisualizer</i> contendo a matriz de RIR (primeiros 100ms) calculada com sincronismo.
<i>output_rir-01-V3-sem_sinc</i>	Ficheiro compatível com a aplicação <i>FortiusVisualizer</i> contendo a matriz de RIR (primeiros 100ms) calculada sem sincronismo.
<i>output_fft-01-V3</i>	Ficheiro compatível com a aplicação <i>FortiusVisualizer</i> contendo a matriz de DTFT (com espaçamento logarítmico na frequência) calculada com sincronismo.
<i>output_fft-01-V3-sem_sinc</i>	Ficheiro compatível com a aplicação <i>FortiusVisualizer</i> contendo a matriz de DTFT (com espaçamento logarítmico na frequência) calculada com sincronismo.
<i>clarity-01</i>	Ficheiro compatível com a aplicação <i>FortiusVisualizer</i> com o parâmetro <i>Claridade</i> (C_{80}) calculado em todos os pontos da matriz – vide Secção 6.3, pág. 54.

Referências

- Behringer (2000). Measurement Microphone ECM8000 Technical Specifications, BERHINGER Spezielle Studiotechnik GmbH.
- Beranek, L. L. (1988). Acoustical measurements. New York, American Institute of Physics.
- Borys, A. (2000). Nonlinear Aspects of Telecommunications: Discrete Volterra Series and Nonlinear Echo Cancellation, CRC Press.
- Campos, G. (2003). Three-dimensional Digital Waveguide Mesh Modelling for Room Acoustic Simulation. Department of Electronics, University of York. **PhD**.
- Casaleiro, R., B. Quintela, et al. (2008). "Visualização da Propagação de Ondas Sonoras no Espaço Utilizando VTK – Visualization ToolKit." Revista do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro 4(9): 1054-1058.
- Farina, A. (2000). Simultaneous measurement of impulse response and distortion with a swept-sine technique. 108th AES Convention. Paris.
- Ifeachor, E. C. and B. W. Jervis (1993). Digital Signal Processing: A Practical Approach, Addison-Wesley.
- Inc., K. (2004). The VTK user's guide, Version 4.4, Kitware Inc.
- ISO3382 (1997). Acoustics - Measurement of the reverberation time of rooms with reference to other acoustical parameters. Geneva, Switzerland, International Organisation for Standardisation.
- Kitware, I. "The Visualization Toolkit." Retrieved 03/09/2008, from <http://www.vtk.org/>.
- Mitra, S. K. and J. F. Kaiser (1993). Handbook for Digital Signal Processing, John Wiley and Sons, Inc.
- Mota, S. (2003). Caracterização do Canal de Propagação Direccional em Banda Larga para Sistemas Rádio Móvel. Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática. Mestrado, Universidade de Aveiro.
- Mota, S. and A. Rocha (2002). "A "Poor Man" System for Directional Channel Measurements Using a Synthetic Array." apresentado em IASTED International Conference on Communication Systems and Networks, Málaga, Spain, Sep. 2002; publicado em Proc. of the IASTED International Conference on Communications and Computer Networks, Cambridge, USA, Nov. 2002: 547-551.
- Müller, S. and P. Massarani (2001). "Transfer-Function Measurement with Sweeps." Journal of the Audio Engineering Society 49(6): 443-471.
- Murphy, D. T. (2004). Impulse Responses resulted from an UK survey of non-traditional performance venues focused in the field of acoustic archaeology. <http://space-net.org.uk/node/51>.
- Rodrigues, C. (2008). Fortius: Robot para Captação de Som. Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática Aveiro, Universidade de Aveiro. **Mestrado**.

- Schroeder, W., K. M. Martin, et al. (1998). The visualization toolkit (2nd ed.): an object-oriented approach to 3D graphics, Prentice-Hall, Inc.
- Silva, T. O. e. (2003). Apontamentos de Processamento Digital de Sinal, Universidade de Aveiro.
- Stan, G.-B., J.-J. Embrechts, et al. (2002). "Comparison of different impulse response measurement techniques." Journal of the Audio Engineering Society **50**(4): 249-262.