



**UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS**  
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM**  
**ENGENHARIA MECÂNICA**

**“DESENVOLVIMENTO DE SISTEMA DE MATRIZ DE  
SENSORES PARA AVALIAÇÃO DE TRANSDUTORES  
ACÚSTICOS”**

**AUTOR: GILBERTO MENDES**

**Belo Horizonte, 28 de fevereiro de 2013**



Autor: Gilberto Mendes

**“DESENVOLVIMENTO DE SISTEMA DE MATRIZ DE  
SENSORES PARA AVALIAÇÃO DE TRANSDUTORES  
ACÚSTICOS”**

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito parcial à obtenção do título de Doutor em Engenharia Mecânica.

Área de concentração: Projeto Mecânico

Orientador: Prof. Eduardo Bauzer Medeiros, DEMEC, UFMG

Belo Horizonte  
Escola de Engenharia da UFMG  
Fevereiro de 2013





**Universidade Federal de Minas Gerais**  
**Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica**

Av. Antônio Carlos, 6627 - Pampulha - 31.270-901 - Belo Horizonte – MG

Tel.: +55 31 3499-5145 - Fax.: +55 31 3443-3783

www.demec.ufmg.br - E-mail: cpgmec@demec.ufmg.br

**“DESENVOLVIMENTO DE SISTEMA DE MATRIZ DE  
SENSORES PARA AVALIAÇÃO DE TRANSDUTORES  
ACÚSTICOS”**

**AUTOR: GILBERTO MENDES**

Tese defendida e aprovada em 28 de fevereiro de 2013 pela Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica da Universidade Federal de Minas Gerais, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de "**Doutor em Engenharia Mecânica**", na área de concentração de Projeto Mecânico.

---

**Prof. Dr. Eduardo Bauzer Medeiros, DEMEC, UFMG - Orientador**

---

**Profa. Dra. Gilva Altair Rossi de Jesus - DEMEC, UFMG – Examinador**

---

**Prof. Dr. Carlos Barreira Martinez - DEMEC, UFMG – Examinador**

---

**Prof. Dr. Antônio Luiz de Menezes Osse – FEA, FUMEC – Examinador**

---

**Prof. Dr. Carlos Augusto Paiva da Silva Martins – IPUC, PUC-MG – Examinador**



## **AGRADECIMENTOS**

A Deus, à minha família e aos que permanecem amigos mesmo em minha ausência

## **DEDICATÓRIA**

Aos que ainda virão, que encontrem os desafiadores e os facilitadores





## SUMÁRIO

1 – INTRODUÇÃO .....	17
2 – REVISÃO BIBLIOGRÁFICA .....	23
3 – METODOLOGIA .....	53
4 – RESULTADOS E ANÁLISES .....	103
5 – CONCLUSÕES .....	123
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....	129
APÊNDICES .....	141

## LISTA DE FIGURAS

fig. 2.1 - Equivalência entre um Diagrama Polar de Radiação .....	17
fig. 2.2 - Vibração Total de um diafragma de Titânio .....	18
fig. 2.3 - Diagrama de distribuição de pressão acústica .....	19
fig. 2.4 - Tweeter, modelo WGX 800, da B&C Speakers .....	20
fig. 2.5 - “ <i>Head and Torso Simulator</i> ” (HATS), Bruel & Kjaer .....	22
fig. 2.6 - Lobos principais múltiplos, no rastreamento de fontes sonoras .....	24
fig. 2.7 - Varredura de campo acústico, vertical e horizontal .....	26
fig. 2.8 - Matriz em Placa de Circuito Impresso, usada em túnel de vento .....	27
fig. 2.9 - Medida de posição em 3D por triangulação .....	28
fig. 2.10 - Medida de posição em 3D em coordenadas separadas .....	29
fig. 2.11 - Matriz de 4 microfones em monitor de vídeo .....	29
fig. 2.12 - Matrizes de microfones e câmeras de vídeo em teleconferência .....	31
fig. 2.13 - Distribuições não uniformes ou assimétricas de microfones .....	32
fig. 2.14 - Distribuição de transdutores em 3D .....	33
fig. 2.15 - Distribuições esféricas de microfones .....	33
fig. 2.16 - Ultrassom focalizado, em microscópio acústico e diagnóstico médico ....	34
fig. 2.17 - Rede de Sensores Submersos .....	36
fig. 2.18 - Sonorização direcionada para museus e “ <i>Home Theater</i> ” .....	43
fig. 3.1 - Estrutura do alto-falante .....	47
fig. 3.2 - Estrutura do tweeter de compressão sem corneta .....	47
fig. 3.3 - Modelo de contribuição elementar para um pistão circular .....	48
fig. 3.4 - Campo acústico criado por matrizes compactas de transdutores .....	49
fig. 3.5 - Diagramas polares de radiação de um pistão circular .....	50
fig. 3.6 - Padrão de diretividade de um hidrofone nos planos XY e XZ .....	51
fig. 3.7 - Pressão acústica em campo próximo para um pistão circular .....	52
fig. 3.8 - Defasamento elétrico proporcional a um distanciamento mecânico .....	53
fig. 3.9 - Mudança do ângulo de máximo .....	55
fig. 3.10 - Espectro de sinal captado com uma harmônica bem destacada .....	58
fig. 3.11 - Onda estacionária, dois microfones recebendo nó e antinó .....	60

fig. 3.12 - Montagem inicial da câmara de absorção acústica .....	62
fig. 3.13 - Montagem final da câmara de absorção acústica .....	63
fig. 3.14 - Fixação da placa de circuito da matriz, dentro da câmara .....	64
fig. 3.15 - Montagem com deslocamento entre tweeter e matriz .....	66
fig. 3.16 - Calibração em campo aberto .....	69
fig. 3.17 - Tweeter de Compressão - driver com diafragma de titânio .....	71
fig. 3.18 - Gerador Senoidal : microcontrolador, conv. D/A , filtro .....	72
fig. 3.19 - Amplificador de alta fidelidade - TDA 1514 .....	73
fig. 3.20 - Varredura (multiplexação) dos 37 microfones, de 4 a 4 .....	75
fig. 3.21 - Matriz quadrada, 36 microfones .....	77
fig. 3.22 - Configuração adotada com 37 microfones .....	77
fig. 3.23 - Matriz com 37 microfones, destaque para 19 em retícula regular .....	77
fig. 3.24 - Matriz com 37 microfones em círculos concêntricos .....	78
fig. 3.25 - Campo próximo, evolui de formas diferentes, se alterar $a/\lambda$ .....	80
fig. 3.26 - Microfones de eletreto para telefone celular .....	81
fig. 3.27 - Microfone de eletreto desmontado e seu pré-amplificador interno .....	82
fig. 3.28 - Diagrama do Pré-Amplificador com Amplificador Operacional .....	82
fig. 3.29 - Diagrama em blocos do hardware desenvolvido .....	83
fig. 3.30 - Diagrama de blocos do circuito do multiplexador (MUX) .....	84
fig. 3.31 - Registrador de 36 bits que memoriza os controles do MUX .....	86
fig. 3.32 - Diagrama em blocos do kit de DSP do tipo BF533 .....	87
fig. 4.1 - Sequência de amostras com destaque em um patamar de erro .....	94
fig. 4.2 - Estabilização das entradas analógicas .....	96
fig. 4.3 - Estabilização dos microfones com a temperatura .....	98
fig. 4.4 - Distribuição de Pressões Acúst. no Plano da Matriz com interpolação .....	100
fig. 4.5 - Distribuição de Pressões Acúst. no Plano da Matriz sem interpolação .....	100
fig. 4.6 - Visualização em 3D da distribuição dos coeficientes para calibração .....	102
fig. 4.7 - Coeficientes para calibração ao ar livre e medidas, a 20 e 23 cm .....	103
fig. 4.8 - Distribuição dos valores em coordenadas erradas .....	104
fig. 4.9 - Visão de perfil, mostra a região com maiores valores .....	105
fig. 4.10 – Compara medidas feitas sem calibração e com calibração .....	106
fig. 4.11 - Setor do Diagrama Polar de Radiação, sem interpolação .....	107

fig. 4.12 - Setor do Diagrama Polar de Radiação, com interpolação .....	108
fig. 4.13 - Diagrama Polar de Radiação interpolado simulado por software .....	108
fig. 4.14 - Pressões acústicas em vetores 3D em meio ao Diagrama de Radiação ....	109
fig. 4.15 - Erro % em 54 amostras por microfone, normalizado pela media de 18 ...	111
fig. 4.16 - Erros % nas posições dos microf. em que são amostrados .....	112
fig. 4.17 - Ampliação de uma das faixas de valores não normalizados .....	113
fig. 5.1 - Matriz em linha, integrado .....	120
fig. 5.2 - Microfone Behringer, modelo ECM3000 .....	120
fig. 5.3 - Compensação em cada sensor da matriz para curva esférica .....	123

## NOMENCLATURA E SIMBOLOGIA

DSP = “*Digital Signal Processing*” = Processamento Digital de Sinais

FET = “*Field Effect Transistor*” = Transistor de Efeito de Campo

FFT = “*Fast Fourier Transform*” = Transformada Rápida de Fourier

FPGA = “*Field Programmable Gate Array*” = Matriz de Portas Programável “em Campo”

GPS = “*Global Positioning System*” = Sistema Global de Posicionamento

MUX = Multiplexador

NAH = “*Nearfield Acoustic Holography*” = Holografia Acústica de Campo Próximo

PLD = “*Programmable Logic Device*” = Dispositivo Lógico Programável

RADAR = “*Radio Detection and Ranging*” = Medidas de Distâncias e Detecção por Ondas de Rádio

SINR = “*Signal to Interference Plus Noise Ratio*” = Razão entre Sinal e Interferência-mais-Ruído

SNR = “*Signal to Noise Ratio*” = Razão entre Sinal e Ruído

SONAR = “*SOund NAVigation and Ranging*” = Navegação e Medidas de Distâncias por Ondas Sonoras

WiFi = Padrão de comunicação sem fios IEEE 802.11

WiMAX = Padrão de comunicação sem fios IEEE 802.16



## RESUMO

Este trabalho envolve a criação de um sistema para a avaliação da diretividade de fontes sonoras, a partir da utilização de matrizes de microfones. A disposição e a escolha dos transdutores, bem como os circuitos eletrônicos associados, são discutidos e concentram-se essencialmente nas matrizes bidimensionais de microfones para avaliação de um transdutor em desenvolvimento, por comparação com um transdutor de referência, ambos emitindo ondas senoidais com frequências fixas. Ressalta-se a importância da utilização de sistemas de baixo custo, em função do número elevado de sensores em matrizes bidimensionais, bem como do uso de técnicas de processamento que permitem reduzir o volume de processamento mínimo necessário. Como fonte para estudo da configuração foi montado um conjunto de experimentação com um emissor do tipo tweeter e uma matriz com microfones de eletreto, que permite variar posições relativas, frequências, potências, para avaliar aspectos relevantes do método de caracterização da fonte emissora. A distribuição dos microfones foi concebida para permitir a investigação de várias geometrias e comparar suas vantagens, em trabalhos complementares. Emissor e sensores foram montados em um enclausuramento suficiente para isolamento acústico de forma a suprimir interferências com o meio ambiente externo. O projeto dos sistemas de aquisição dos sinais é discutido em detalhe. O sistema opera com uma matriz de 37 sensores que são multiplexados e processados de 4 em 4, após a conversão para digital em um kit de desenvolvimento para Processador Digital de Sinais. Como fator de importância na eficiência do sistema apresenta-se e confirma-se a hipótese de estacionariedade temporal dos sinais avaliados, isto é, desconsideram-se as variações ao longo do intervalo de tempo de um ensaio. Este estudo pode contribuir de forma significativa para aplicações de identificação e caracterização de fontes sonoras, permitindo extensões em termos de hardware e de processamento.

**Palavras Chaves:** Transdutor Acústico, Diretividade, Matrizes de Microfones, Aquisição de Sinais, Processamento Digital de Sinais.





# 1 – INTRODUÇÃO

## 1.1 – Visão Geral do Problema

Matrizes de transdutores acústicos têm sido utilizadas para uma grande variedade de aplicações onde se requer a determinação da diretividade acústica. Como exemplo de aplicação para estas matrizes pode ser citado seu uso nos equipamentos de sonorização de espetáculos de grande porte, os conjuntos de caixas acústicas conhecidos como “Line Arrays” que dependem diretamente do conhecimento e do controle do ângulo de cobertura com potência e espectro de frequências uniformes endereçados ao público.

As matrizes a serem mencionadas neste trabalho são muito variadas em geometrias, meios de propagação em que são usadas, faixas de frequências, potências envolvidas. São mais variados ainda os algoritmos de DSP e a forma com que todo o processo gera informações processadas (visualização, decisões eletrônicas que geram alarmes, ajustes automáticos de filtros, ou atuação direta nos parâmetros de controle de processos). Em quase todas as aplicações, a escolha pela melhor geometria e disposição dos transdutores na matriz está relacionada intimamente às opções de algoritmos de processamento, adequadas às características dos sinais e interferências separáveis por meio de filtros espaciais (direcionais). Um fator auxilia o desenvolvimento nesta área, a possibilidade de transpor as técnicas empregadas com sucesso nos sistemas de comunicação em rede sem fio no ar (WiFi, WiMAX), para o uso de transdutores acústicos adaptados ao ambiente marinho (YANG, 2007), (MASON, 2007), (RATHI, 2008), acrescentando aos algoritmos de modulação digital uma compensação de atenuações provocadas pelo meio material (que não afetam as ondas eletromagnéticas). As similaridades são exploradas também no desenvolvimento de sistemas de RADAR e SONAR (KNIGHT, 1981), quando as descobertas teóricas ou as técnicas de processamento (caracterização de alvos, por exemplo) são compartilháveis, respeitadas as diferenças conhecidas entre os modelos de propagação de ondas eletromagnéticas e acústicas.

## 1.2 - Redução de Complexidade

O direcionamento deste trabalho por desenvolver métodos de baixo custo para avaliação de transdutores se deve ao fato de que muitas destas aplicações fazem uso de potências altas, espectros de frequências largos e outros fatores que conduzem ao desenvolvimento de transdutores específicos, levando a sucessivos experimentos com protótipos. As necessidades de calibração e avaliação de desempenho a cada revisão de projeto pode se tornar um empecilho quando o deslocamento dos protótipos para um laboratório é complicada, por exemplo, por haver grande quantidade de transdutores e equipamentos a eles associados. Nem sempre haverá como permanecer com equipamentos dentro de um laboratório sofisticado para sucessivos e numerosos testes. Apresenta-se aqui uma forma de utilizar-se as matrizes de transdutores acústicos de maneira mais rápida e menos onerosa.

Uma classe de problemas em que o custo de desenvolvimento dos sistemas de processamento é inerentemente alto compreende os chamados de sistemas de “banda larga”. Incluem-se os sonares passivos (KNIGHT, 1981), canceladores de ruído ambiente, os microfones para teleconferência (YERMECHE, 2007), os aparelhos de auxílio à audição deficitária que contam com filtros espaciais (direcionais) para melhoria de qualidade de sinais de voz (HAMACHER, 2005). Nesta mesma direção, os sistemas de reconhecimento de fala ou de interlocutor exibem progressos no índice de acertos graças a estratégias de pré-processamento e algoritmos de inferência com crescente complexidade computacional.

O que há de comum nestas aplicações referenciadas é a necessidade de lidar com uma gama ampla de frequências. Já os sistemas de “banda estreita” são menos complexos, e os que usam frequência única são ainda menos complexos, pois permitem o uso de simplificações significativas em hardware e em software. No presente trabalho, optou-se pelo uso de frequência única, que somado ao conhecimento prévio de boa parte das variáveis envolvidas, simplificam a elaboração do processamento envolvido. Por exemplo, ao contar com a estacionariedade das ondas em estudo, são armazenadas

seqüências de medidas em memória digital, para posterior processamento, se não houver a necessidade de apresentar os resultados em tempo real. Estas são as situações em que não há necessidade de se fazer a aquisição de sinais de todos os sensores de uma matriz de forma sincronizada ou ordenada. É possível desta forma a construção de sistemas que sejam eficazes e de complexidade reduzida.

Os estudos que colaboram nesta área abrangente se especializam em partes pontuais ou abrangem porções mais amplas das questões existentes, mas sempre há um balanço entre expandir os limites da acústica envolvida e o uso racional dos recursos demandados. As dimensões da matriz de transdutores e a resolução de medidas (associada ao número de transdutores) interferem fortemente na capacidade do sistema de lidar com detalhes finos, ao mesmo tempo em que determinam essencialmente o volume de operações matemáticas na avaliação de tais detalhes. O principal diferencial deste trabalho é viabilizar o acesso às técnicas de aquisição de sinais, processamento digital em módulo de desenvolvimento para DSP e visualização de diagramas de propagação, todos relacionados às matrizes de sensores, sem os custos elevados dos microfones calibrados (ou hidrofones).

### **1.3 – Objetivos e Contribuições do Presente Trabalho**

Este trabalho de pesquisa tem como objetivos o desenvolvimento de circuitos eletrônicos de condicionamento de sinais para matrizes de sensores acústicos e um método relativo de avaliação de transdutores por comparação do seu diagrama polar de radiação com transdutor de referência. Os custos altos e outras especificidades inerentes ao desenvolvimento de transdutores para uso submerso em água foram as motivações para iniciar este trabalho. As ferramentas de medição criadas e a preparação acústica do ambiente de experimentação se destinam a disponibilizar meios de avaliar diferentes tipos de transdutores a serem construídos de maneira controlada para buscar as características de propagação desejadas, evitando os altos custos dos equipamentos de mercado.

A destinação prática planejada é a transmissão de dados em meio submarino, desenvolvimento que pode ser iniciado com o uso de transdutores para emissão no ar (de baixo custo) para testar a modulação digital de ondas acústicas, seguidos de testes com hidrofones e as adaptações eletrônicas que eles exigem devidas às diferenças de impedâncias acústicas entre estes meios de propagação. Esta é uma prática bem difundida, que reduz muito os custos de confecção dos primeiros protótipos. Alguns hidrofones alcançam preços elevados por diversos motivos, entre eles as exigências militares. Apesar disto, as informações sobre diretividade do transdutor encontradas em seus manuais não é suficiente. Conhecer os detalhes do transdutor e dominar o processo usado para obtê-los muitas vezes é essencial, principalmente em fase de estudos teóricos. Os parâmetros acústicos avaliados no ar servirão de experiência acumulada para serem usados como critério de partida e de posterior validação em um projeto de hidrofones de dimensões reduzidas planejado.

O desenvolvimento dos transdutores deve passar por um sistema de avaliação do diagrama de irradiação das ondas sonoras produzidas, mesmo sem a exatidão oferecida por equipamentos de alto custo. O método proposto permite desenhar diretamente porções de um diagrama de propagação acústica de um transdutor, pela conjugação de pressões sonoras pontuais obtidas por microfones dispostos em matriz, permitindo a sua representação em diagrama tridimensional.

Podem então ser listadas as contribuições diretas e indiretas, em resumo:

- desenvolvimento de circuitos eletrônicos de condicionamento de sinais específicos e ambiente com preparação acústica mínima, com foco em manter os custos reduzidos.
- obtenção de medidas com repetibilidade apesar de estar usando microfones de pequenas dimensões.
- extrapolação das medidas distribuídas no espaço, para visualizações em 3 dimensões.
- desenvolvimento de uma matriz de sensores para avaliação de transdutores acústicos com possibilidades múltiplas em relação às sequências de leitura e de processamento.

O objeto de estudo contempla um método de baixo custo com grande utilidade prática e, para validá-lo, é desenvolvido um conjunto de algoritmos-chave para processamento digital de sinais, essenciais para a exploração das características de propagação de ondas acústicas no espaço, nesta e em outras aplicações.

O sistema de baixo custo desenvolvido é um projeto de base, contemplando a necessidade de se disponibilizar de uma plataforma para diversas pesquisas com uso de matrizes de transdutores acústicos, de grande abrangência, para a compreensão do uso da acústica e das ferramentas de processamento associadas.



## 2 – REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

### 2.1 - Fontes de ondas acústicas, diretividade

Os emissores acústicos e suas características são objetos de estudo em inúmeros trabalhos, que detalham seus modelos matemáticos e as relações com suas características físicas. É um campo de estudos muito ativo que tem ganhado impulso pelo desenvolvimento de novas tecnologias e dos algoritmos de análise que as acompanham. Aproximações para o modelo matemático da emissão acústica, com diversos critérios e formas de visualização dos efeitos físicos são encontradas em Kinsler (2000), Raichel (2006), Rossing (2007). Porém, um enfoque mais acentuado na diretividade, em avaliação nesta tese, pode ser visto em Moser (2009).

Segundo Moura (2004), simulação da propagação das ondas acústicas através da aproximação por malhas de guias digitais de ondas tem como vantagem a simplificação do algoritmo e a modelagem das condições de contorno (em ambiente aberto ou fechado), evidenciando assim a vantagem em termos computacionais. Este é um tipo de resultado teórico que serve de apoio os trabalhos mais práticos, com implementação de circuitos eletrônicos e transdutores reais, como este apresentado na presente tese. Em Rabenstein (2000), os modelos baseados em Equações Diferenciais Parciais, aplicados com propósitos semelhantes, mantêm a preocupação com a reprodução fiel dos aspectos teóricos.

Em Arnold (2004), é desenvolvida uma forma de simulação computacional de campos ultrassônicos, que dá subsídios para projetos de transdutores e estudos da interação com os meios de propagação, para fins didáticos e científicos. Em Gélat (2001), estende-se o modelamento teórico aos circuitos e transdutores (amplificadores conectados a hidrofones e suas características transferência). No trabalho sobre sonares conduzido por Wu (1996) se vê um estudo aprofundado dos limites teóricos de modelos de propagação em duas dimensões, para determinar a resolução de medida de direção, na detecção de alvos. É notável ali a aplicação dos princípios teóricos, mas com direcionamento aos parâmetros eletromecânicos dos transdutores empregados e os

circuitos eletrônicos específicos de um sistema de sonar, para obter maior credibilidade na validação das medidas.

As representações gráficas da diretividade destacam detalhes de um campo de pressões acústicas. Em Moser (2009) o “diagrama polar de radiação”, que é o tipo mais usado (conhecido também como “diagrama polar dos padrões de radiação”, ou “diagrama de propagação acústica”), é sempre acompanhado por outro gráfico denominado como “Particle Displacement”. Segundo o autor, fica mais evidente, nesta representação alternativa, a evolução das zonas pressão e descompressão em duas dimensões, apenas na área afetada pela onda (FIG. 2.1)

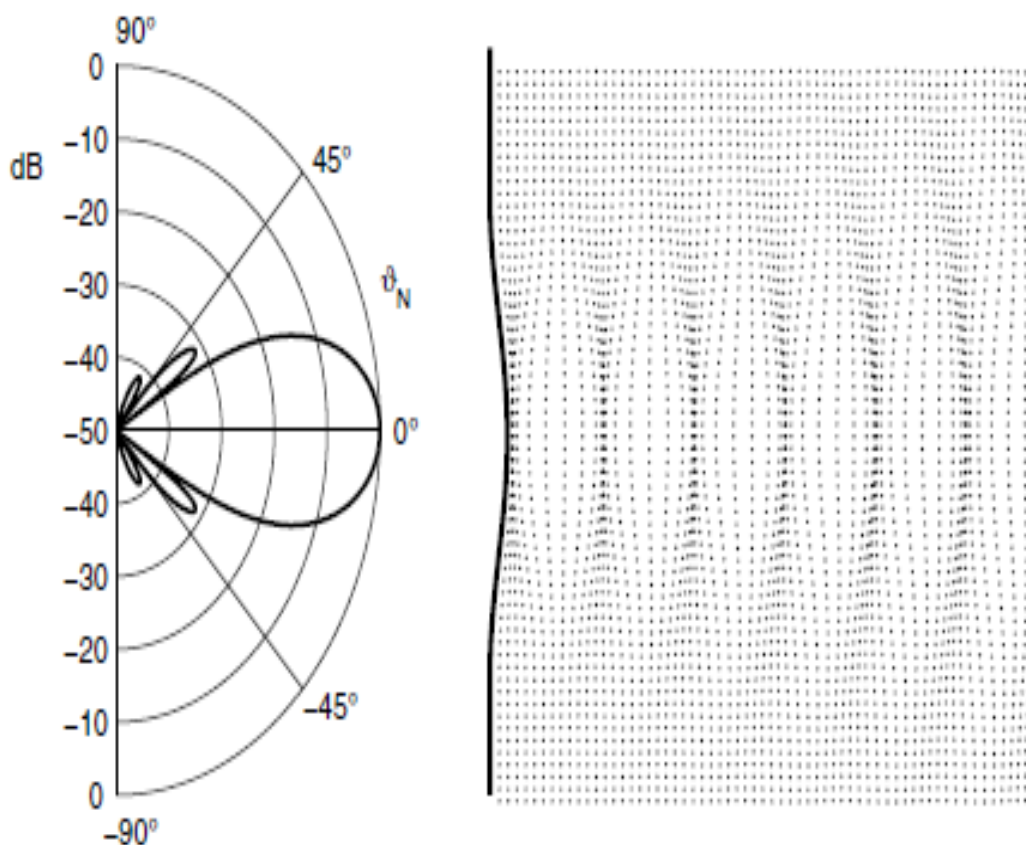


FIG. 2.1 – Equivalência entre um Diagrama de Radiação Polar e um Diagrama de Deslocamento de Partículas (MOSER 2009)



Tais trabalhos teóricos dão subsídios para escolha dos métodos de aquisição de sinais e de avaliação de transdutores. Uma solução que envolva a coleta de dados na prática pode partir dos pressupostos teóricos, mas sempre se fazem necessários alguns ajustes nos circuitos eletrônicos e nos algoritmos de processamento de sinais, incluindo a redução dos custos em tudo que for possível (HUMPHREYS, 2003).

O presente trabalho comporta uma redução de custos bem acentuada, por não se direcionar a obter valores absolutos, nem a obter representações precisas em relação aos modelos teóricos. Está localizado então entre os que buscam formas alternativas de amostrar e representar características de um transdutor acústico na prática, tendo então objetivos bem diferenciados dos que buscam estudar em detalhes os modelos teóricos consagrados.

Podemos encontrar outros trabalhos em que se buscam alternativas para os sinais eletrônicos e os circuitos de condicionamento de sinais como meio de avaliar os transdutores acústicos. Em Buck (2011) é comprovada a eficácia do emprego de um equipamento para rastreamento de vibrometria a laser (FIG. 2.2). É usado um processo comparativo (à semelhança do trabalho relatado na presente tese), a partir da avaliação dos desempenhos de diafragmas de tweeters de compressão (montados sem a câmara de compressão), construídos usando três materiais diferentes: Berílio, Titânio (o mesmo que compõe o tweeter usado nesta tese) e Alumínio. São usados modelos de diafragmas adquiridos no comércio, portanto têm diferenças em suas espessuras e nas montagens com os eletroímãs que os movem. Foram feitas comparações entre eles compensando as diferenças de eficiência global, para apresentação dos resultados em mesma escala. Foram sugeridos ali como extensões para trabalhos futuros incluírem-se testes em vácuo, com ajustes na câmara de compressão e com uso de cornetas para adaptação de impedâncias acústicas, mas ainda serão medidas relativas entre eles, pelas mesmas conveniências já apontadas.

Na mesma linha de interesses pelos tweeter de alto desempenho, encontramos os alto-falantes voltados para o uso em “Line Arrays”, conjuntos de caixas acústicas que otimizam a diretividade do som, especiais para shows. Em B&C SPEAKERS (2011), é disponibilizada nas folhas de dados de alguns produtos a informação detalhada sobre diretividade, essencial para tais aplicações.

20015.6 Hz

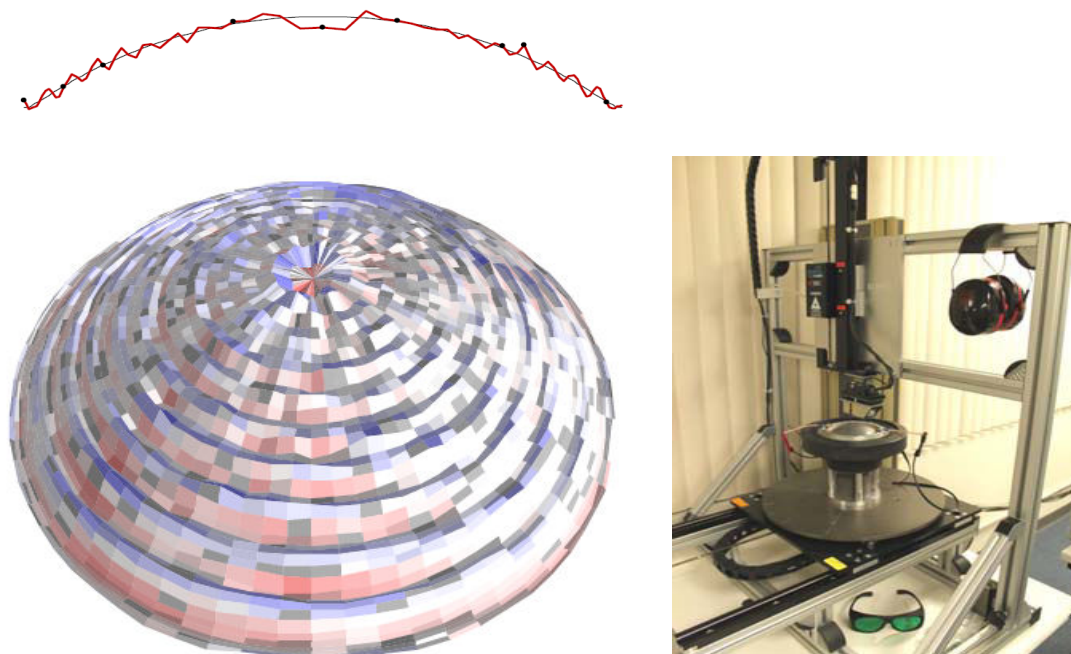


FIG. 2.2 - Vibração Total de um diafragma de Titânio a 20kHz (2D e 3D), e o scanner a laser usado para avaliar o desempenho e comparar com os de Berílio e Alumínio.

Na FIG. 2.3 é mostrada a característica detalhada de emissão acústica do tweeter mostrado na FIG. 2.4. Neste gráfico se vê a distribuição de pressão acústica em relação à frequência e o ângulo de observação, sempre à frente do tweeter, sempre à mesma distância, para todas as frequências. Para cada frequência anotada (no eixo horizontal), é mostrada a variação da pressão acústica (indicada por cores), que varia com o ângulo em que o receptor é posicionado (eixo vertical). Cada linha vertical pode ser convertida em um Diagrama de Radiação Polar como o da FIG. 2.1, se as cores forem convertidas em intensidades (dB) e apresentadas variando com o ângulo de observação, em uma representação polar. Este gráfico apresenta uma informação composta, mostrando o equivalente a muitos Diagramas de Radiação Polares para um grande número de frequências. Pode ter sua utilidade resumida como “diretividade por frequência”.

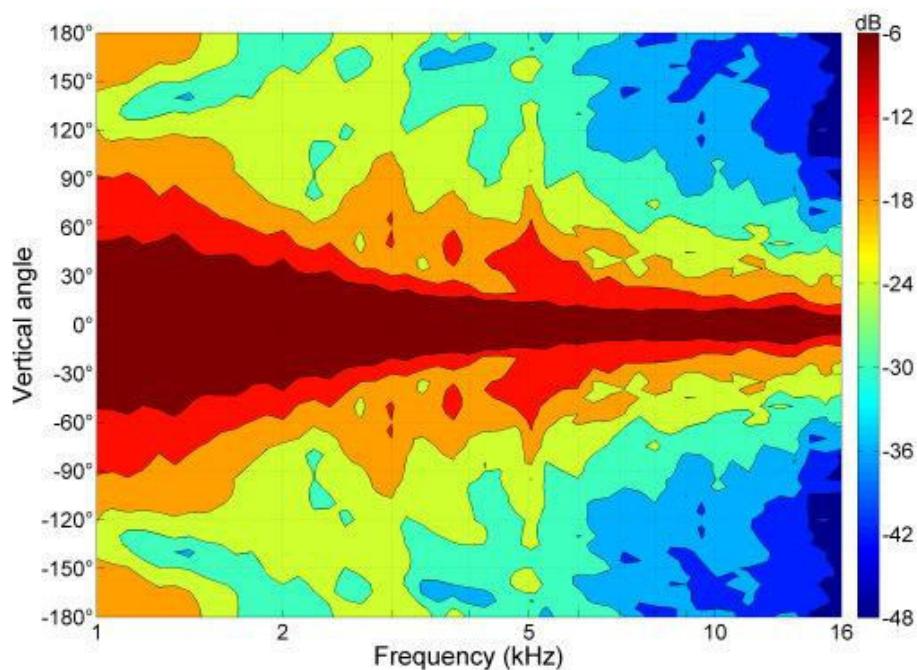


FIG. 2.3 - Diagrama representando o padrão de distribuição de pressões acústicas (na linha vertical) por frequência. Da folha de dados do tweeter WGX 800, da B&C Speakers, (B&C SPEAKERS 2011).



FIG. 2.4 - Tweeter caracterizado pelo diagrama acima, modelo WGX 800, da B&C Speakers, denominado como Line Array Source (fonte sonora para matriz em linha) – Com guia de onda otimizada, driver de compressão de neodímio DE 800, bobina de alumínio, diafragma composto, de Poliamida/Titânio (B&C SPEAKERS 2011).

O campo de pressões acústicas gerado por um pistão pode ser modelado pela conjugação de pressões geradas por fontes pontuais (SHI, 1998). Este método é adaptado para um número finito de fontes e ser estendido para aproximação da emissão acústica de matrizes de hidrofones, somando as contribuições do campo de cada transdutor modelado individualmente. Ao conjugar as emissões de cada transdutor da matriz, é acrescentada ao seu modelo matemático uma informação posicional, relativa a um ponto de referência da matriz, já convertida em informação de fase. A correspondência entre ângulos elétricos (fases) e a posição relativa entre os transdutores pode servir de parâmetro para obter o ângulo de chegada da onda (problema inverso), essencial nos sistemas de localização de fontes sonoras e outros que discriminam várias fontes pela direção de chegada. São muitos os algoritmos já consagrados de DSP que levam em consideração a informação de fase para análise dos campos acústicos (ZIOMEK, 1995), (VAN TREES, 2002). Serão destacados em seguida várias implementações dos usos das matrizes de transdutores acústicos que exploram seu diferencial de discriminação espacial, por ser este tratamento muito mais comum na literatura, e por serem algumas delas extensões prováveis para este trabalho de pesquisa.

## **2.2 – Matrizes de Transdutores Acústicos, Formatos e Dimensões.**

As matrizes de transdutores acústicos e os algoritmos de processamento associados a elas trazem um grande potencial de soluções em muitas áreas da investigação em acústica. Justifica-se assim a construção de matrizes em várias dimensões e geometrias, para a avaliação dos alcances destas soluções. Grandes esforços têm sido feitos para a evolução da instrumentação para diagnósticos, para ensaios não destrutivos, para viabilizar o reconhecimento de voz por computadores, em ambientes reverberantes (detalhados, em seguida, separados sequencialmente pela complexidade das matrizes empregadas).

Podem ser destacados também os sistemas de transmissão de dados no ambiente marinho, onde as matrizes de transdutores acústicos fazem o mesmo papel das antenas de rádio em redes sem fio. Os ruídos, distorções e interferências encontrados são ordens

de grandeza maiores, neste ambiente hostil. É grande o universo de técnicas de Processamento Digital de Sinais em pleno desenvolvimento nestas áreas para viabilizar o uso de redes de comunicação de dados entre navios (militares ou de pesquisa científica), submarinos tripulados ou não, e uma grande profusão de sensores distribuídos da superfície até o fundo do mar.

As matrizes podem ser tão simples como dois microfones em linha apontados para a mesma direção. Com esta configuração mínima se pode calcular a direção de chegada de uma onda na matriz. A complexidade aumenta quando são consideradas as diferenças de sensibilidade entre os microfones, os ruídos de diversas origens e as múltiplas reflexões no ambiente. As diferenças de sensibilidade serão atenuadas com procedimentos de calibração, referenciados mais adiante neste capítulo. Os problemas com ruídos e reflexões mencionados são bastante atenuados em câmaras anecóicas ou outras formas de isolamento acústico, em boa parte das experimentações. Outros buscam aproximar uma situação mais real, em salas comuns, ou dentro de automóveis em trânsito, usando algoritmos de identificação para compensar as características indesejadas adicionadas pelo ambiente. Em Jiang (2004) foi demonstrada a eficácia da calibração entre dois microfones, via software, usando análise de componentes principais (PCA) na comparação entre sinais estacionários captados, com destaque no ajuste dos erros de fase para compensar a sensibilidade do algoritmo de localização de uma fonte de som (voz). Em Pérez-González (2002) foi avaliada a velocidade de um automóvel pelo som que é captado por dois microfones calibrados, em tempo real, usando equipamentos profissionais de aquisição de sinais acústicos. É aplicada uma aproximação da onda captada ideal por funções de Bessel e computando as diferenças entre os dois sinais por correlação cruzada usando a Transformada de Fourier e algoritmos de máxima verossimilhança para atenuar a influência das distorções e ruídos nas medidas. Em Hamacher (2005), foi feito um apanhado do estado da arte em aparelhos eletrônicos de auxílio à audição em desenvolvimento, que usam Processamento Digital de Sinais. Foi dado destaque ao uso de modelos matemáticos de cabeça humana para compensar seus efeitos de sombreamento e difração (FIG. 2.5). Foram citadas também as vantagens de se usar dois e três microfones em um aparelho auricular, para promover a diferenciação da direção de chegada dos sons e com isto aumentar a inteligibilidade das palavras. Em Larsen (2007) foram usados vários microfones de eletreto de baixíssimo custo em matriz, cujos sinais foram captados

usando circuitos eletrônicos construídos pelos autores. Foram empregados também algoritmos consagrados de modelamento de propagação e mais algumas estratégias, selecionadas e ajustadas de forma empírica. Em Liu (2000), foi explorada a diferença de tempo de chegada entre os dois ouvidos, para faixas de frequências separadamente, integrando estes resultados para obter a melhor estimativa da direção. Neste caso, com o uso de apenas dois microfones, não é crítico o aspecto de redução de custos, da mesma forma que em Pérez-González (2002).

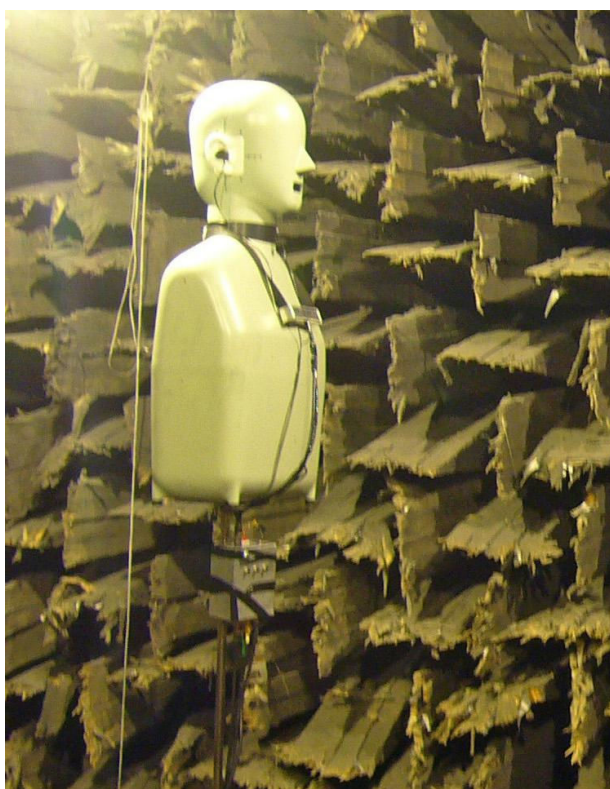


FIG. 2.5 – “*Head and Torso Simulator*” modelo 4128C (HATS), Brüel & Kjær

Há outras aplicações em que se explora a direção de propagação para selecionar (filtrar) sinais que chegam ao conjunto de microfones de diferentes ângulos (FIG. 2.6). É possível alterar estes parâmetros “direcionais” em tempo real, para manter um ganho máximo (lobos principais, com ganho alto) sempre na direção de uma fonte sonora desejada (voz de um usuário de computador, por exemplo), de maneira adaptativa, enquanto se obtém atenuação nas direções de outras fontes (de ruído, ou de vozes interferentes de pessoas passando no ambiente) que podem estar em movimento (HUANG, 2006). Alguns destes trabalhos relatam soluções eletrônicas e pré-

processamento semelhantes aos que se propõem no presente trabalho, apesar de objetivarem manipular o diagrama de recepção, ao passo que aqui se propõe avaliar o diagrama de propagação sem manipulá-lo. Em Suyama (2005) são usados dois microfones para rastrear a posição de uma pessoa, enquanto fala. Os sinais dos microfones são captados, pré-processados por filtros de média móvel, individuais para cada microfone, para posteriormente extrair som desejado pela combinação estratégica dos dois. É empregado um método chamado Cancelador de Lobo Lateral Generalizado no Domínio da Frequência (FDGSC – Frequency Domain Generalized Sidelobe Canceler). Este se baseia na estimação adaptativa da direção de chegada da voz pela seleção da que proporcionar a melhor relação sinal-ruído, entre as que contêm vogais ou consoantes (avaliado em ambientes fechados e ruidosos). Para manter a dimensão da matriz com apenas dois microfones, a falta de resolução espacial é compensada pelo uso de algoritmos que levam em consideração as particularidades do sinal objetivado (neste caso, vogais e consoantes), e com critérios estatísticos é feita a eleição das restrições mais significativas a cada instante para nortear os algoritmos de adaptação (rastreamento) dos filtros (espaciais, neste caso). Esta é uma forma de estudar soluções racionais para as matrizes de microfones que desperta muito interesse, pois leva em conta a variabilidade dos ambientes reais.

Para a extração de modelos matemáticos de propagação de um ambiente com reverberações, usando apenas dois microfones para captação sonora, se torna necessário o uso do estado da arte em Processamento Digital de Sinais para atenuar os efeitos do ambiente. São calculados modelos instantâneos periodicamente, quando é requerida a robustez do método com relação a mudanças imprevistas nos caminhos de reverberação.

São montados microfones em conjuntos de geometrias variadas, com dois ou mais microfones, dispostos em linha (line arrays) ou dispostos em 2 ou 3 dimensões, por vezes associadas a câmeras de vídeo para identificação de pessoas (MCCOWAN, 2005), com os mais variados critérios de otimização (de acordo com aplicações práticas visadas, ou com motivação acadêmica).

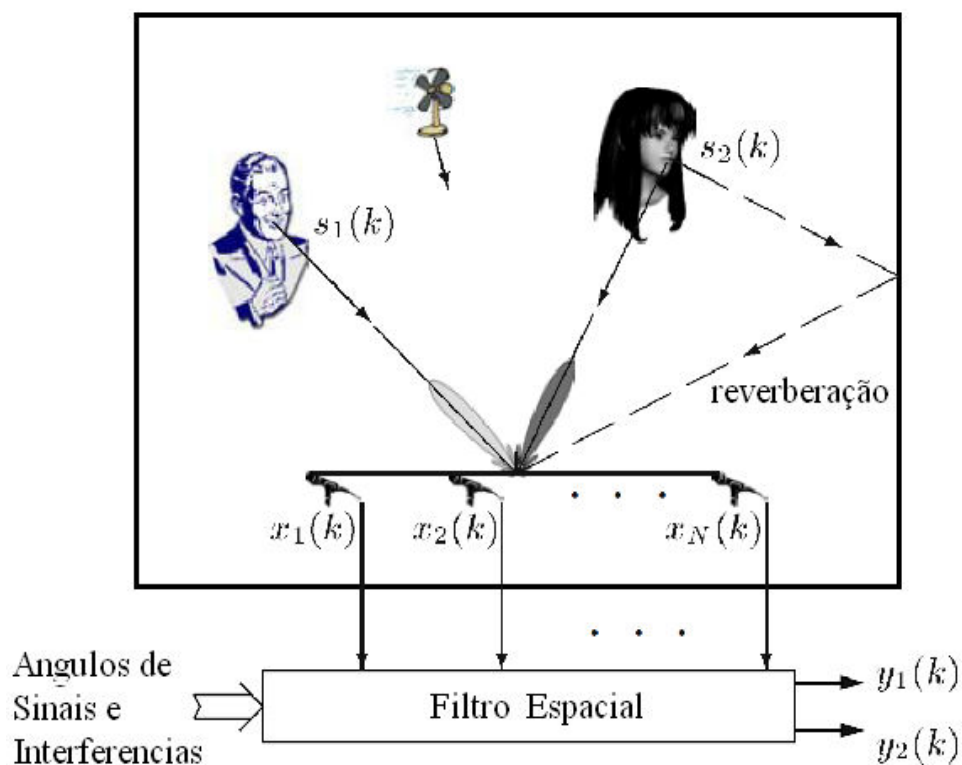


FIG. 2.6 – Lobos principais múltiplos, rastreando fontes sonoras (HUANG, 2006)

Em Ajdler (2006) é proposto um método de avaliação da resposta ao impulso de um ambiente fechado sem o uso de matrizes de sensores. Um microfone apenas é levado por um braço mecânico com velocidade constante. A integração da distribuição espacial da função é feita descontando-se o efeito Doppler em cada medida.

Procedimentos de varredura semelhantes são conduzidos para capturar distribuições espaciais de campos acústicos, sem fazer uso de conjuntos de transdutores dispostos em forma de matriz. Em Alvarenga (2001), assim como em Adamowski (1995), afirma-se que o mapeamento de campos acústicos é eficaz com o uso de apenas um hidrofones. São feitas varreduras nas três dimensões, deslocando o sensor usando eixos sem fim acionados por motores de passo, dentro de um tanque com água. O objetivo é mapear os feixes acústicos produzidos por transdutores ultrassônicos usados em medicina e emissores acústicos para comunicação através de ondas sonoras propagando-se na água, respectivamente. Em Leal (2008) é empregada a rotação do emissor acústico para varredura espacial e em Wang (2005), por sua vez, são deslocados os sensores (também com rotação).



A varredura espacial mencionada tem sido usada em outros casos, como em Holografia de Campo Próximo (Nearfield Acoustic Holography - NAH), para avaliar a emissão acústica produzida por máquinas e por transdutores acústicos em estudo. Em Colinas (1999) foi montado tal experimento com varredura mecânica, para comprovação de estudos teóricos sobre os modos de vibração possíveis em uma chapa de metal (FIG. 2.7). É usada uma matriz de microfones em linha ao longo toda largura da chapa, deslocando-a mecanicamente na direção da altura da mesma, registrando a pressão sonora individual captada em cada microfone para posterior montagem de algum tipo de visualização do campo acústico em 2D ou 3D. Em Bittencourt (2002) foi criado um modelo em Elementos Finitos para simulação dos modos de vibração em placas semelhantes, preparando terreno para o cancelamento de ruídos em transformadores de grande porte.

Em Christensen (2004) se vê um tutorial produzido por um fabricante de equipamentos para NAH, orientando a montagem de uma matriz de transdutores para cobrir uma área extensa. A presença de sensores fixos em todas as posições onde se farão as medidas diminui sensivelmente a complexidade da montagem mecânica (sem partes móveis) e, com isso, são eliminados os erros inerentes a uma varredura passo-a-passo da área em investigação. Um sistema parecido, em Sijtsma (2004), capta emissões acústicas de aviões em pleno vôo próximos a uma pista de pouso.

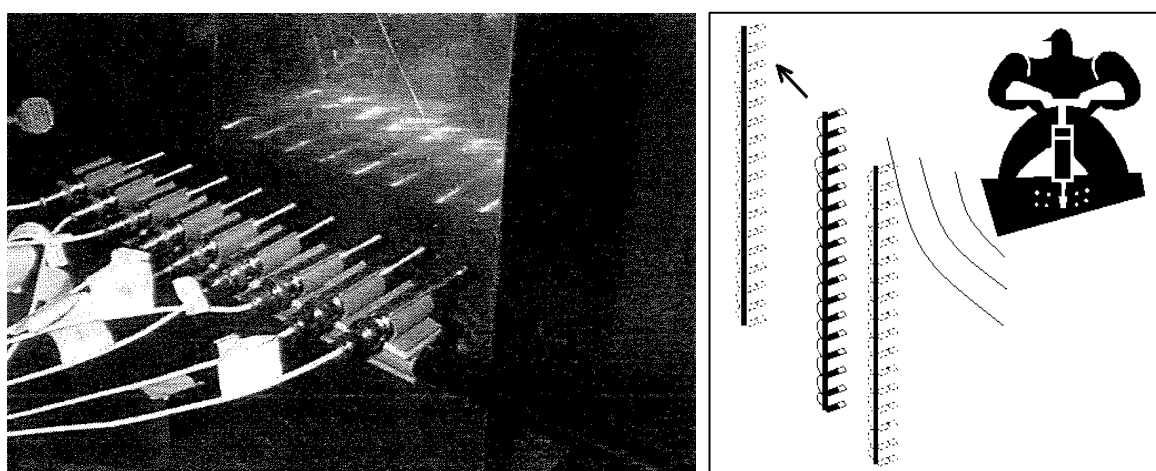


FIG. 2.7 - Varredura de campo acústico, na vertical e na horizontal (COLINAS, 1999).

É necessário o uso de um número maior de microfones para alcançar maior resolução espacial nas grandezas medidas. Uma forma de usar um grande número de microfones para tal sem aumentar o número de canais de aquisição de sinais é o emprego de multiplexadores para selecionar um a um para aquisição em sequência, ou em pequenos grupos de geometria simples, colocando microfones distribuídos ao longo de todo o espaço em estudo. Esta é a proposta contemplada neste trabalho de tese, tendo como objetivo o estudo de um transdutor de pequenas dimensões. Não está no escopo deste trabalho a evolução temporal das ondas emitidas (resposta temporal, relaxações, reverberações), é um estudo restrito à distribuição espacial de pressões acústicas.

Dos sistemas que fazem uso de matrizes, poucos se assemelham com o proposto nesta tese. Em Humphreys (2003) e em Sanford (2008), se comprova a necessidade de matrizes em laboratórios da NASA para estudo de emissões acústicas de componentes de aviões em túneis de vento (FIG. 2.8), já em pleno uso. Ambos apresentam matrizes semelhantes, tanto na sua geometria em círculos concêntricos, quanto na quantidade de microfones. As diferenças aparecem em detalhes das escolhas feitas para o posicionamento relativo entre os microfones. A matriz vista em Sanford (2008) e os sistemas de aquisição de sinais atendem a uma resposta em frequências mais ampla, pois conta com 33 canais de amostragem e conversão de alto desempenho, um para cada microfone.

A matriz desenvolvida para esta tese favorece a flexibilidade de seleção, por multiplexador eletrônico (analógico), de conjuntos de microfones em diversas geometrias, prevendo uma maior diversidade de possíveis aplicações. Além da aquisição de sinais individuais empregada neste trabalho, podem ser amostrados subconjuntos de microfones vendo-os em uma matriz hexagonal (ou em treliça, vista apenas em radares na literatura), mas também como círculos concêntricos (opção única em SANFORD, 2008), ou até mesmo como uma distribuição pseudo-esparsa semelhante à usada em Christensen (2004) para NAH. As montagens feitas em placas de circuito impresso próprias têm motivos semelhantes aos autores mencionados, criadas com o critério de serem compactas e confiáveis em termos de posicionamento relativo entre os microfones, evitando a complexidade mecânica dos sistemas controlados por motores (FIG. 2.7) e os seus erros de posicionamento advindos dos constantes deslocamentos.

As experiências que serão relatadas aqui correspondem à aplicação do sistema de aquisição de sinais simplificado, contando apenas com 4 canais de conversão para um total de 37 microfones. O sistema de varredura eletrônica (multiplexadores analógicos) desenvolvido é mais conveniente em termos de custos, de velocidade de operação, de robustez exigida para os equipamentos, além de evitar as dimensões muitas vezes inconvenientes, nos sistemas de varredura mecânica como visto em Colinas (1999), que obteve resultados convenientes também com 4 canais.

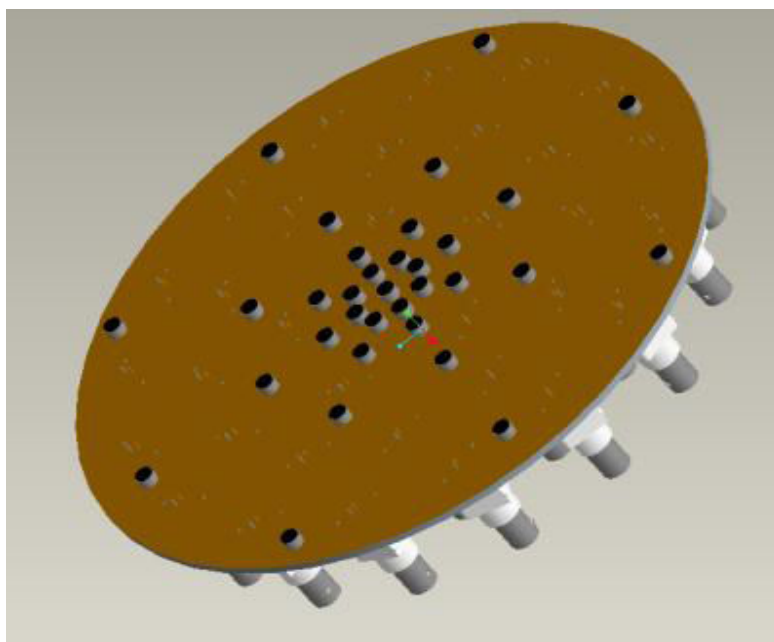


FIG. 2.8 - Matriz em Placa de Circ. Impr., usada em túnel de vento (SANFORD, 2008).

Uma configuração básica para expandir a funcionalidade seria incluir a medida de distâncias dos sensores até uma fonte sonora (em adição à informação sobre o ângulo de chegada da onda). Isto é feito medindo tempos de propagação de ondas entre um emissor e três microfones não colineares, dispostos nos vértices de um triângulo. Com apenas três sensores não é de se esperar muito em termos de resolução espacial da medida de posição (SCHETELIG, 1998), mas este mínimo de informação é suficiente em muitos casos e pode-se compensar com processamento intenso, assim como nos casos relatados que usam dois sensores.

Em Mendes (1999) foi feita a avaliação de sequências de posições para um transmissor de ultrassom anexado ao dedo indicador de um usuário de computador, sincronizado aos sinais de três sensores coplanares (FIG. 2.9). A implementação prática faz parte de um projeto denominado como Interface Gestual Ultrassônica. As medidas de distâncias relativas, na captação de uma trajetória do transmissor (gesto), se assemelham ao que acontece na captação do movimento de um mouse, tornando desnecessário o conhecimento de um ponto de referência absoluto. As imprecisões causadas por ruídos e as variações na velocidade de movimento do transmissor foram resolvidas com normalização das distâncias entre pontos captados de um gesto, de forma que as inclinações das parcelas uniformes do movimento são armazenadas e então usadas no reconhecimento de gestos por Redes Neurais. Assim como foi dito para os sistemas com dois sensores, a falta de resolução pode, também neste tipo de medidas, ser compensada com Algoritmos de Processamento de Sinais (KARBASI, 2006), (HIOKA, 2004).

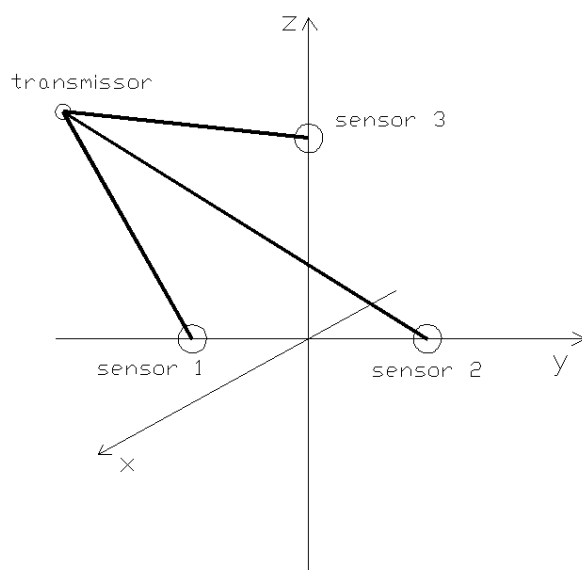


FIG. 2.9 – Medida de posição em 3D por triangulação (MENDES, 1999)

A composição de quatro microfones dispostos nos vértices de um paralelepípedo (FIG. 2.10) pode ser usada com o intuito de separar os cálculos de direção de chegada em dois eixos em quadratura e para dobrar o nível de sinal para cada um dos eixos (SIMMER, 1992), (ANDO, 1994).

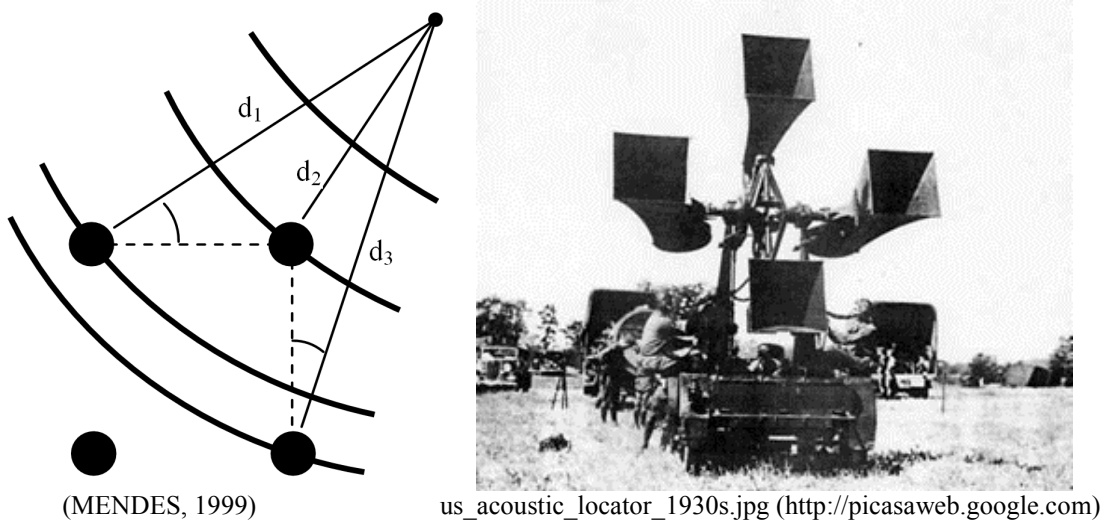


FIG. 2.10 - Medida de posição em 3D em coordenadas separadas

Voltando às matrizes passivas (sem um emissor sincronizado), temos um exemplo com dois pares de microfones nas arestas superior e lateral de um monitor de vídeo (FIG. 2.11), em formato “L” invertido, com suporte de driver de dispositivo para sistemas operacionais (MICROSOFT RESEARCH, 2005), para melhorar o desempenho da captação de sinais de voz em direção à boca do usuário.

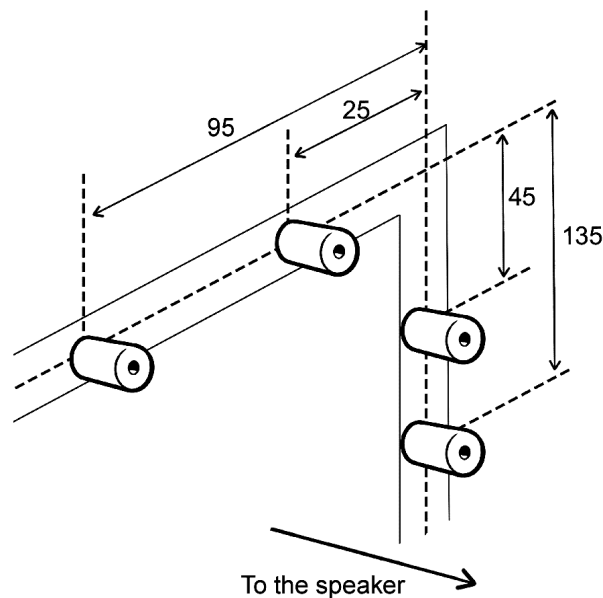


FIG. 2.11 – Matriz de 4 microfones, em notebook (MICROSOFT RESEARCH, 2005).

Se o problema a ser resolvido exigir mais resolução na discriminação de detalhes sutis da caracterização do ambiente investigado, com o uso de um número maior de sensores, ou se houver vantagem em alguma simetria ou uniformidade na matriz, isto deve ser refletido na escolha da posição relativa entre os elementos da mesma (VAN TREES, 2002). A geometria escolhida não é restrita a um plano, e pode favorecer o aumento de resolução ou destacar uma direção de captação, ou acompanhar a natureza de movimentos da fonte sonora em estudo (LI, 2005). Por exemplo, existem sistemas comerciais com microfones dispostos em círculo, no plano de uma mesa, voltados para fora, para atender a muitas pessoas em reunião e em teleconferência com outro grupo. O custo computacional cresce muito quando o objetivo é manter o ângulo de recepção com maior ganho sempre direcionado a uma fonte sonora, procedimento denominado rastreamento (HIOKA, 2004). Em Banks (2007) foi implementada uma matriz com um grande número de sensores na horizontal, para obter grande precisão na compensação do movimento em um eixo (azimute) da fonte sonora em estudo (detecção de minas inimigas no mar na rota de um submarino). O processamento em tempo real foi feito por dispositivos de lógica programável, com os operadores matemáticos implementados em hardware, com processamento paralelo, devido ao custo computacional demandado pela quantidade de sensores e pelos processos envolvidos no rastreamento.

Uma das vantagens das distribuições radiais de transdutores (veja FIG. 2.8, segmentação como círculos concêntricos) é que os anéis mais centrais contêm sensores mais próximos, permitindo otimizações na diretividade (DESSOUKY, 2007), ou favorecendo a resposta para frequências mais altas (RAABE, 1976), mas o modelo matemático é o mesmo que nos anéis mais externos, aumentando a eficiência dos algoritmos de processamento, por serem uniformes (SIJTSMA, 2004), (SANFORD, 2008). Possibilitar o modelamento como círculos concêntricos, ou como uma distribuição radial de linhas de microfones, ou em formas hexagonais, permite que se façam estudos comparativos quanto à resolução e ao custo computacional.

À medida que se deseja aumentar a resolução das medidas em uma direção específica, pode-se aumentar o número de microfones na direção do eixo a ser favorecido. Em ambientes reverberantes, tem sido usada uma variedade de formatos de matrizes a terem seus sinais processados, na acompanhando a complexidade do problema de dereverberação no espaço (RABINKIN, 1993). Em Coelho (2007) e em Dias (2007)

foram utilizadas matrizes lineares uniformes (ULA, uniform linear array) com 64 microfones. Em Garetta (2007) uma semelhante (64 microfones em linha), mais 3 matrizes em formato de T com 4 microfones cada, além de 5 câmeras de vídeo em um esquema de função de sensores para estimar a posição de um locutor em uma sala de teleconferência e direcionar a atenção de câmeras e microfones (FIG. 2.12).

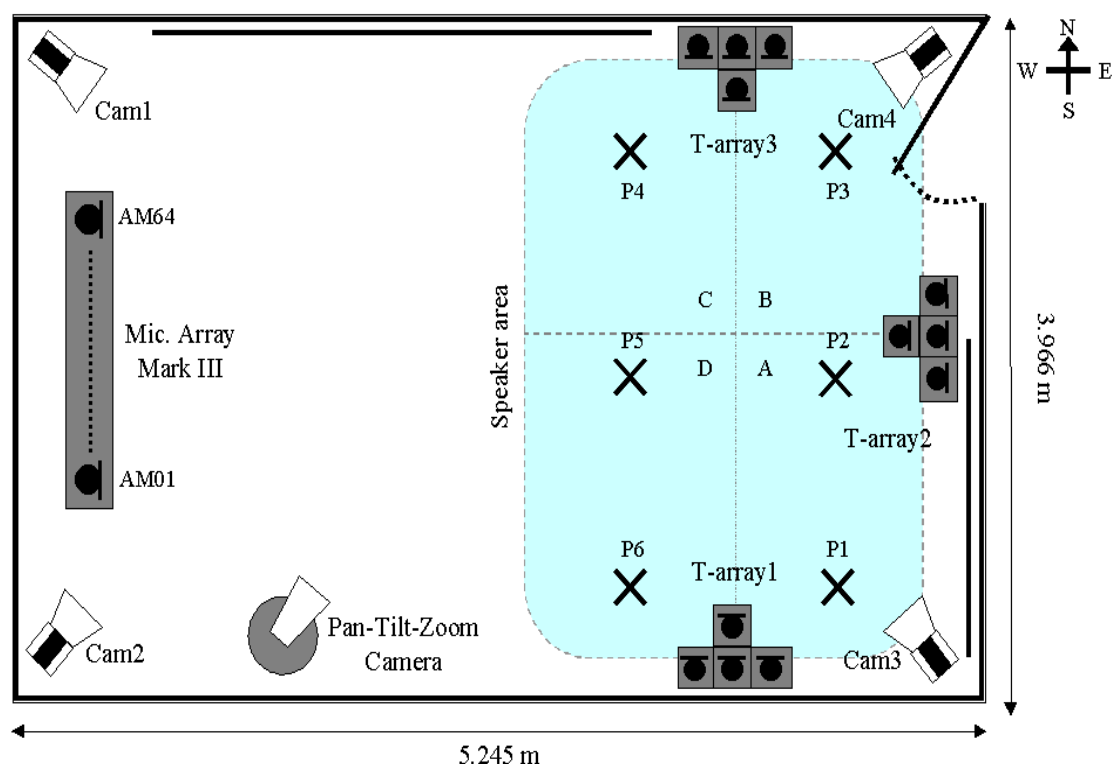
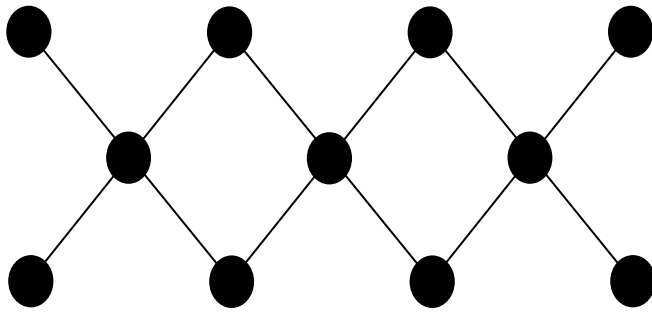
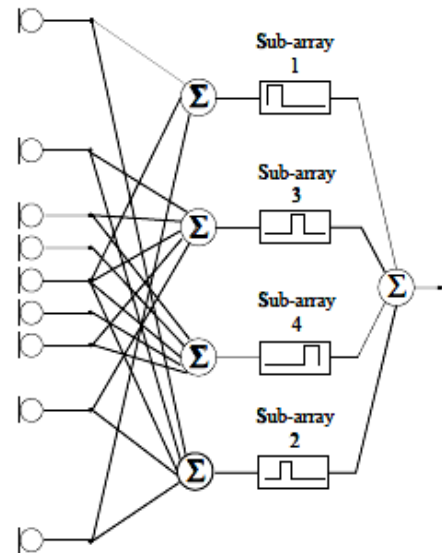


FIG. 2.12 - Várias matrizes de microfones e câmeras de vídeo, processadas com fusão de informações, em uma sala especial para teleconferência (GARETA, 2007).

A título de exemplo, se o objetivo é lidar com sinais acústicos gerados em uma altura média com pouca variação (exemplo: captar as vozes de pessoas sentadas diante de um computador, ou mesmo se estiverem todas de pé) (LARSEN 2007), havendo a necessidade de atenuar os sons vindos de outros ângulos na horizontal, com boa resolução, pode-se usar uma matriz com muitos microfones na horizontal e poucos microfones na vertical (8x2, por exemplo). As variações na horizontal serão melhor discriminadas por contarem com um número maior de sensores. Em alguns casos, distribuições em uma única linha, não uniformes (FIG. 2.13), aumentam a resolução espacial e a largura da resposta em frequências (MCCOWAN, 1998), (XU, 2006).



(MENDES, 1999)



(MCCOWAN, 2001)

FIG. 2.13 – Distribuições não uniformes ou assimétricas

A necessidade de detalhamento das medidas em acústica conduziu a experimentos e produtos com distribuições de sensores em 3 dimensões, por vezes para simplificar o processamento, acrescentando um sensor na origem do sistema de coordenadas (sugerido em Mendes, 1999 – FIG. 2.14), outras para se ter acesso a ondas que chegam de várias direções (STERGIOPOULOS, 2001 e MERIMAA, 2002 – veja FIG. 2.15), outras para se obter recursos de focalização menos dependentes do processamento dos sinais (FIG. 2.16).

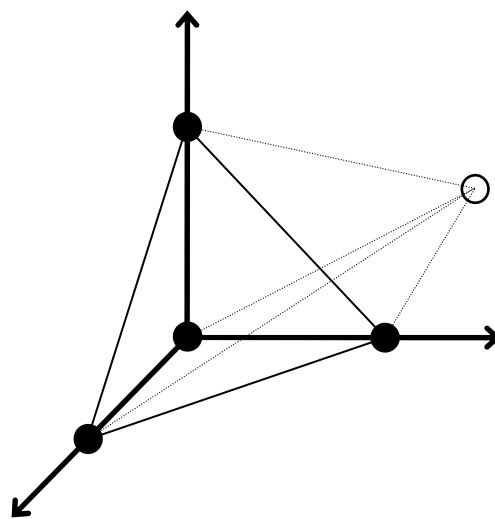
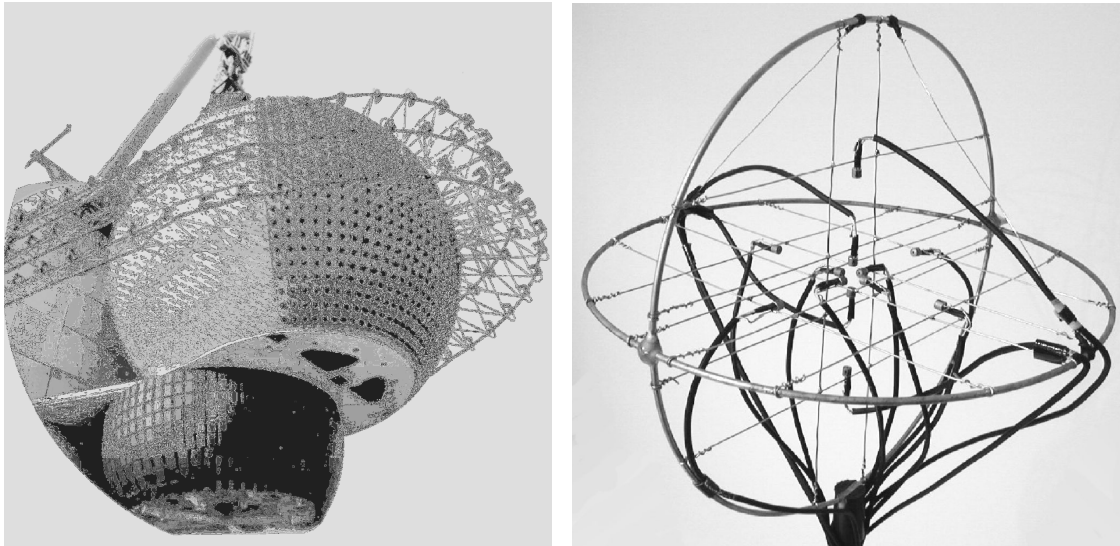


FIG. 2.14 – Distribuição de transdutores em 3D (MENDES, 1999)





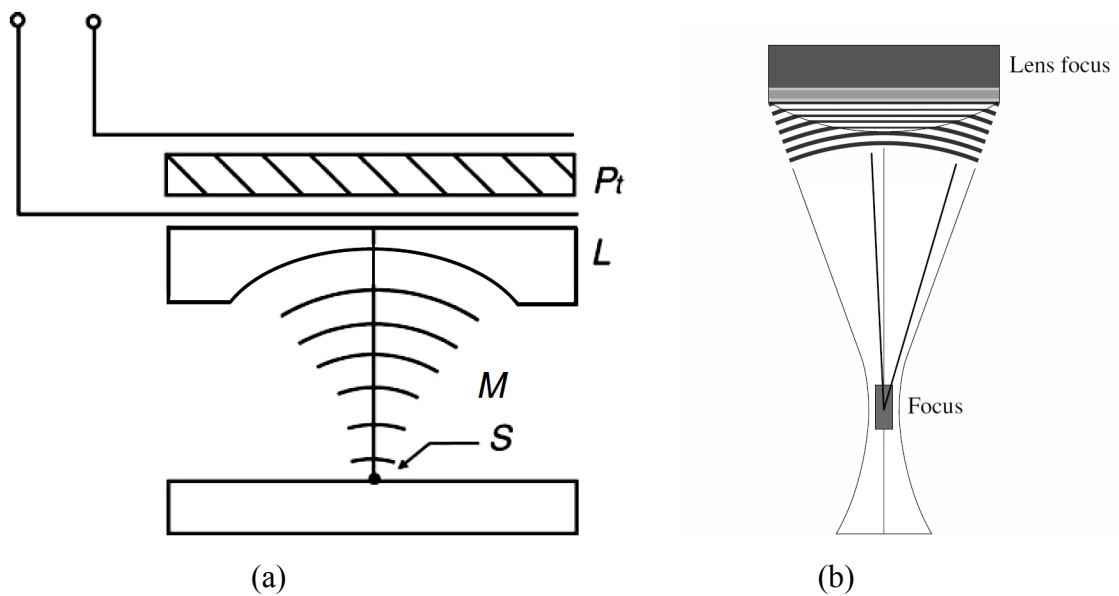
(a)

(b)

FIG. 2.15 - Distribuições esféricas:

(a) Sonar semi-esférico em submarino (STERGIOPOULOS, 2001) ;

(b) Microfone 3-D com 12 microfones de eletreto HUT (*Helsinki University of Technology*) (MERIMAA, 2002)



(a)

(b)

FIG. 2.16 - Ultrassom focalizado: (a) microscópio acústico ; (b) diagnóstico médico

### 2.3 - Processamento de Sinais para Matrizes de Microfones

As técnicas de Processamento Digital de Sinais podem ser vistas como a substituição funcional de circuitos analógicos de filtros e similares por microprocessadores especializados, que fazem tratamento matemático de sinais analógicos convertidos em digitais (variáveis discretas). O uso dos processadores que permitem respostas em “tempo real” (KLUWER, 2001), (LITVA, 1996) e a progressiva diminuição de custo e de consumo elétrico dos DSP's, (“*Digital Signal Processors*”, ou Processadores Digitais de Sinais) foram fatores determinantes para uma expressiva difusão de equipamentos com inteligência embutida, nas duas últimas décadas. Alguns exemplos estão presentes em aparelhos de telefonia celular, GPS, redes sem fio. Muitos dos algoritmos de processamento digital já serem conhecidos no meio acadêmico desde a década de '60 (KRIM, 1996).

Os cálculos de transformadas, interpolações, filtros adaptativos, convoluções adaptadas para variáveis discretas são baseadas em repetições finitas de operações modulares de multiplicar-e-acumular, aceleradas de forma significativa pela arquitetura dos DSP's, criada especificamente para este tipo algoritmos. Esta modularidade de operações favorece também o uso de circuitos aritméticos digitais em paralelo para implementação direta em hardware, que chegam a apresentar desempenhos centenas de vezes maiores. No estado da arte, vemos os processadores sistólicos (STERGIOPOULOS, 2001) (WANG, 2010), arranjos de blocos modulares para processamento em paralelo. São arquiteturas para desempenho extremo baseados em grandes quantidades de unidades elementares (um DSP por unidade elementar). Cada DSP manipula valores de uma linha ou coluna na inversão de matrizes. Implementações em paralelo com circuitos digitais programados em FPGA, podem ser vistas em Rathi (2008), Van Veen (1988) e Tang (1991). Em sistemas baseados em filtros adaptativos, a inversão de matrizes que compõe algoritmos para cálculo de parâmetros, assim como as soluções correlatas de grande eficiência, (rotações de Givens, ortonormalização de Gram-Schmitt) são alguns exemplos dos gargalos de desempenho. Ao recalcular os parâmetros de um sistema com base na estatística do comportamento recente do mesmo, são considerados os valores atuais das entradas, os valores das saídas, e histórico de tudo isto ao longo de um curto intervalo de tempo, dispostas geralmente em matrizes de grandes dimensões

(CAMPBELL, 1999), elevando o volume de cálculos de forma exponencial. Como consequência, o custo global para processamento cresce, tomando o caminho contrário ao que se propõe aqui.

A engenharia de sistemas de sonar/radar tem usado extensivamente de técnicas de DSP (LUNDSTRÖM, 2008). Os sistemas de sonar, em sua grande maioria, empregam conjuntos de sensores em forma de matriz (FIG. 2.15-a), com o objetivo de determinar a diretividade do seu campo de sensibilidade, extraindo apenas os sinais vindos de uma direção específica e atenuando os sinais de outras direções (vindo de fontes interferentes, indesejadas e dos diversos caminhos de reflexões no ambiente) (CATREUX, 2007). Os sinais captados por sonares em ambiente marinho são geralmente sobrepostos com intenso ruído, não sendo incomum encontrar 30 vezes mais energia em ruídos do que em sinais de interesse (KNIGHT, 1981), (CAMP, 1970). Além disso, os movimentos das massas de água, da superfície do mar, dos alvos investigados e da plataforma onde se fixam os transdutores provocam uma grande variedade de distorções nas medidas de tempo de propagação dos sinais acústicos. Para que um sistema de sonar seja efetivamente útil, deve compensar tais problemas e ajustar a direção de melhor ganho adaptativamente com algoritmos bastante complexos, em tempo real. Outra motivação militar enfrentada é a geração proposital (deliberada) de interferências por um inimigo que deseja permanecer invisível a um sonar (contra-espionagem), o que demanda ações de identificação de padrões mais sutis que passem por esta “camuflagem” acústica e permitam identificar o inimigo ou seus armamentos (contra-contra-espionagem) (MONZINGO, 2004).

A técnica de *beamforming* permite a mudança da direção de maior sensibilidade por controle digital (software), ganhando grande flexibilidade. Vemos um exemplo disto em Behrens (2008), um sistema varredura de ângulo de recepção para medição da velocidade do vento, de uso meteorológico, chamado SODAR ("Sound Detection and Ranging", ou Deteção de Som e Medição de Distância).

Outra aplicação não militar bastante difundida para estas “antenas” é a transmissão de dados por ondas sonoras com grande diretividade, a partir de sensores submersos em água. Os esforços despendidos para exercerem vigilância sobre diversas grandezas que caracterizam os ambientes marinhos são crescentes, seja por fatores ecológicos ou

econômicos. Esta vigilância se dá principalmente por meio de sensores de temperatura, pressão, velocidade de correntes, salinidade, entre outros, espalhados por todos os oceanos, em diversas profundidades (FIG. 2.17). Este crescimento da quantidade de sensores e da necessidade de acesso rápido às informações faz com que se torne uma exigência constante buscar custo baixo para os dispositivos, ao mesmo passo da evolução das técnicas de comunicação de dados “sem fio”, de baixíssimo consumo, entre estes sensores e os computadores (em terra, bóias, navios centralizadores). O consumo de energia das baterias utilizadas para alimentar os dispositivos individuais é proporcional à complexidade e ao custo computacional dos circuitos, que devem então ser mantidos o mais simples possível, se alinhando aos objetivos desta tese.

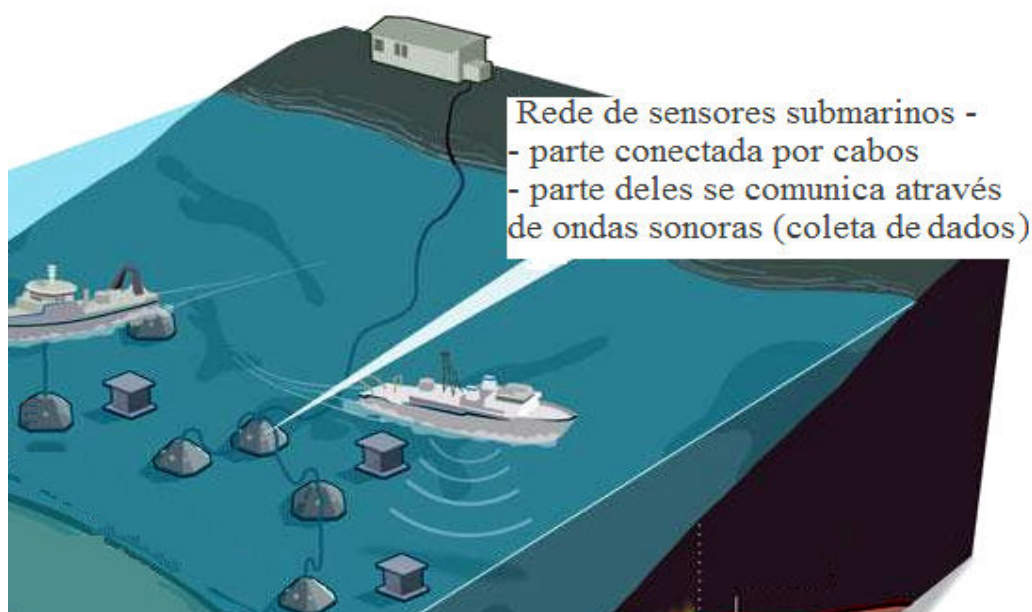


FIG. 2.17 - Rede de Sensores Submersos

A principal medição que se faz nestes sistemas é a determinação da direção de chegada (ou *Direction of Arrival* – DOA) de sinais. Os algoritmos para tal são herdados de décadas de desenvolvimento em Processamento Digital de Sinais para os sistemas de sonar, onde os sinais captados em uma direção específica, mostrando padrões de frequências e perfis de atenuações suspeitos (previamente conhecidos) identificam embarcações inimigas. Com tantas distorções e superposições de interferências, a otimização dos algoritmos de determinação de DOA se tornou um campo de estudo vasto e muito prolífico. (CHEN 2003), (SAWADA, 2005), (LI, 2003), (ABHAYAPALA, 1999).

A comunicação de dados pelo uso de ondas eletromagnéticas como portadoras encontra severas restrições nestes casos, pois água salgada é boa condutora de corrente elétrica. A solução lógica encontrada foi transmitir os dados usando como portadoras as ondas sonoras. Estas também encontram algumas restrições, mas são mais contornáveis. A largura do espectro de frequências é severamente limitada e os atrasos de propagação do canal de comunicação submarina são críticos, atingindo várias ordens de magnitude acima dos canais de rádio-frequência na atmosfera. Este canal sofre também com reflexos multi-percurso, atenuações e como consequência uma alta taxa de erros de bits (*bit error rate = BER* - medida de desempenho em sistemas de comunicação digital).

Algumas restrições encontradas são relacionadas direta ou indiretamente ao tamanho dos equipamentos que comportam conjuntos de sensores e à potência disponível aos seus circuitos e transdutores. Os sensores subaquáticos em rede são alimentados por baterias e a recarga das mesmas é complicada (não há como explorar a energia solar em grandes profundidades, por exemplo). As restrições ao tamanho dos transdutores afetam diretamente a escolha das frequências para transmissão. Frequências mais altas (para transmitir maiores taxas de dados) enfrentam maiores atenuações, mas as frequências mais baixas demandam maiores gastos de potência elétrica (geralmente fornecida por baterias). Colocadas estas condições, busca-se transmitir dados usando um bom balanço entre potência e taxa de dados obteníveis. Esta última pode ser favorecida com o uso de técnicas modernas de modulação digital e processamento digital de sinais (que aumentam o consumo do circuito como um todo, entrando também como item de decisão pela eficiência). Por se tratar de um ambiente de difícil acesso, a busca pela eficiência de energia tem levado a uma busca por algoritmos eficientes de processamento de sinais, que se relacionam de maneira bem direta com a escolha dos transdutores e de sua distribuição topológica (geometria da matriz).

É importante mencionar a robustez de uma matriz à falha de um dos sensores, pois o padrão de sensibilidade direcional da matriz, contando com os sensores que restam, se reajusta para a melhor recepção possível na nova condição, com o mesmo critério de adaptação.

Nas situações mencionadas, a sofisticação dos algoritmos de processamento só consegue atingir o desempenho desejado se contarem com a correta configuração de uma matriz de sensores, mesmo contando com recursos como integração de valores em situações estacionárias (AHMAD, 2004). Este autor afirma ainda que existem limites teóricos construtivos, além dos quais pouco adianta ampliar os esforços de processamento, aumentar o número de parâmetros de um filtro, ou sua complexidade, para melhorar um sinal, se não houver informação suficiente nas amostras. Em outras palavras, os parâmetros de projeto do sensor (matriz) já levam em consideração as necessidades de amostragem, pois as matrizes de transdutores são usadas justamente para explorar a diferenciação de resultados de processamento resultante da variação da distribuição espacial das ondas à medida que sua interação com os meios de propagação variam.

O Processamento Digital para Matrizes de Transdutores é um assunto em pleno desenvolvimento. A disseminação dos resultados das pesquisas em uma área tem ajudado em outras áreas do conhecimento. Ainda há muito a se estudar e experimentar para viabilizar o uso das técnicas mais complexas em produtos acessíveis comercialmente ou que afete indiretamente a vida das pessoas em geral. Há campo fértil para otimizar as soluções de engenharia no que diz respeito a:

- extração de informações físicas e químicas, não diretamente captáveis, a partir do estudo da interação com ondas acústicas, dispondo de diversificadas formas de amostrar os sinais acústicos com uso de sensores de baixo custo e circuitos eletrônicos acessíveis para conjugar os sinais dos sensores.
  
- natureza dos sinais adequados para propagar nos diversos meios
  
- frequências específicas que excitam modos de vibração ainda não explorados (ou aquelas que já são emitidas pelos corpos em teste que ainda não são conhecidas).
  
- a atenção aos requisitos segurança, de forma que um aumento progressivo da potência dos sinais não prejudique o corpo em teste (que pode ser uma pessoa) e o meio ambiente

## 2.4 - Calibração de Matrizes

Os procedimentos de montagem das matrizes de transdutores acústicos podem ser tão precisos quanto se possa investir, mas sempre haverá limites práticos. Muitas vezes é preferível economizar nos esforços para obter precisão na montagem mecânica e posteriormente compensar erros de posicionamento relativo entre os transdutores e do conjunto, além da variabilidade na sensibilidade dos sensores (TASHEV, 2005). Tais erros afetam diretamente as medidas de fase entre os sinais, medidas estas que são essenciais na extração de informação sobre posicionamento de fontes sonoras. Algumas imprecisões são possíveis de atenuar por software, quando existe um critério definido para otimização (BIRCHFIELD, 2004), (JIANG, 2004). Além disso, os processos de ajuste para uniformizar a sensibilidade dos sensores têm confiabilidades limitadas e instáveis, sugerindo em alguns casos que se conduza a calibração específica para o ambiente em investigação, que deve ser refeita periodicamente, gerando desafios adicionais. Neste trabalho, como será visto no Capítulo 3, são estudados os tempos de acomodação térmica e compensadas as diferenças de sensibilidade entre os microfones. As medidas feitas neste trabalho, como será visto no Capítulo 3, são comparadas com o modelo esférico (CARDOSO, 2004) e as compensações são avaliadas *in loco*, antes da aquisição, para maior coerência nos resultados.

A calibração tem merecido grande atenção por parte dos pesquisadores dedicados ao progresso dos sistemas de SONAR e de diagnóstico médico por ultra-som. O número de sensores nos sistemas militares de SONAR é quase sempre muito grande, sendo comum vermos matrizes com centenas de transdutores, em 2 dimensões ou distribuídas em formato cilíndrico, tornando essencial a adaptação dos parâmetros dependentes da posição dos sensores. São empregadas matrizes de microfones para melhorar a relação sinal-ruído e, conseqüentemente, a inteligibilidade, em microfones para teleconferência, recebendo reajustes de forma adaptativa (TASHEV, 2004), (RAYKAR, 2005). Outros sistemas visam aumentar o potencial de reconhecimento de voz e usam como métrica de desempenho o próprio sucesso em reconhecimento para adaptar os algoritmos disponíveis (MCCOWAN, 1998), (SRIDHARAN, 2001), (HIMAWAN, 2008). Nesta área, a maioria dos pesquisadores usa os métodos de reconhecimento de voz robustos aos erros de posicionamento, mas em Himawan (2008) estes métodos robustos foram

comparados com outros métodos que incluem calibração pela adaptação (cega ou não) aos pequenos desvios de posicionamento a partir de uma geometria bem conhecida.

Em sistemas onde se faz avaliação precisa de posição de fontes sonoras, a calibração deve ser feita usando um padrão de medida, como por exemplo, um transdutor acústico (emissor) omnidirecional com seus parâmetros indicados em catálogo garantidos por uma calibração de mais alto nível (BRUEL & KJAER, 2006). O custo destes padrões é alto, mas é justificável diluindo este custo por centenas de transdutores produzidos e calibrados com o uso de um único transdutor padrão.

## **2.5 - Modelos de Campo Próximo e de Campo Distante**

A maioria dos textos sobre matrizes de transdutores acústicos assume que as fontes estão localizadas a distâncias muito maiores que as distâncias entre os sensores. Assim, as ondas esféricas têm raios grandes o suficiente para ser considerado o modelo matemático de propagação simplificado, usando a aproximação por onda plana. Algumas soluções passam pela compensação das variações rápidas que ocorrem por interferências entre ondas em campo próximo, com base em modelamento teórico (KENNEDY, 1998), (ABHAYAPALA, 1999). Além de cuidar para que as medidas não sejam distorcidas por serem tomadas próximas a um dos nulos do campo próximo, é essencial levar em consideração as pequenas diferenças do modelo de onda plana e de onda esférica, quando as distâncias não são grandes entre emissor e receptores (MCCOWAN, 2001), (HUANG, 2006), (CHEEKE, 2002).

## **2.6 - Aplicações que demandam o conhecimento ou o controle da diretividade do som**

Já são bem conhecidos alguns procedimentos para medir a emissão de sons em interiores de automóveis ou outros meios de transporte. Equipamentos de holografia acústica têm sido usados para fins de medição de ruídos e sua distribuição espacial, atentando para os pontos mais críticos em primeira aproximação e aumentando



progressivamente a sensibilidade (CHRISTENSEN, 2004). Em alguns casos o ruído é intenso demais para ser suportado por ocupantes destes meios de transporte e não podem ser reduzidos na fonte (exemplo, turbina de avião supersônico), determinando a necessidade de cancelamento ativo destes ruídos. Em outros casos, uma clientela exigente de carros mais sofisticados pagaria pelo conforto da redução ativa do ruído interno, mesmo que o ruído seja mínimo, como item de “luxo”. Os sistemas que fazem o controle eletrônico (ou ativo) de ruído sempre demandam a correção do modelamento matemático de propagação de ondas acústicas no ambiente, por meio de processamento digital de sinais. Este modelamento é extraído por software que inclui algoritmos de identificação, que em sua maioria leva em conta os aspectos direcionais de propagação (modelos em 3D). A compensação dos ruídos também é feita com distribuição espacial bem definida, contando com o conhecimento das características direcionais dos transdutores como meio de aumentar a eficácia dos algoritmos.

São numerosas as empresas e os profissionais envolvidos na fabricação de instrumentação submarina para fins militares, ambientais, industriais (indústrias de petróleo, pesca), para auxílio à navegação em águas rasas, e na busca do conhecimento das formas de comunicação entre espécies aquáticas, equipando os grupos de especialistas em oceanografia e ecologia marinha.

Em sistemas onde se empregam matrizes de hidrofones para transmissão de dados, por ondas acústicas direcionais, no fundo do mar, tem sido empregadas técnicas de modulação digital para atingir taxas de dados cada vez maiores (RATHI, 2008). Algumas destas técnicas, já consagradas nas redes sem fio via radio, no ar, têm sido adaptadas ao ambiente marinho, com algumas diferenças nos algoritmos de filtros do receptor, por serem ondas acústicas e por enfrentarem ruídos e distorções severas (KNIGHT 1981). As técnicas de processamento de sinais para matrizes de antenas adaptativas (RATHI, 2008) são muito adequadas para o uso de matrizes de hidrofones, por tornar o “link” de transmissão acústica tão diretivo quanto possível. Desta forma, a energia acústica é concentrada em um ponto de foco, com alto ganho na direção do receptor e atenuada nas outras direções (SHI 1998). O objetivo disto é o uso racional da energia que alimenta os sensores e o sistema de comunicação, fornecida por baterias, que em alguns casos são recarregadas pelo movimento da água. Na medida em que se altera a posição relativa entre transmissor e receptor, por influência das ondas e

correntezas, o ponto de foco deve ser alterado continuamente (mais necessário ainda se for um navio em movimento a coletar dados). Para tanto, o ângulo favorecido com maior ganho deve ser direcionável de forma adaptativa, alterando-se alguns parâmetros de filtros espaciais muitas vezes por segundo, via software, evitando o uso de sistemas mecânicos como antenas parabólicas se movendo para mudar a direção de maior ganho.

As vantagens em obter aumento da diretividade e a flexibilidade de variar a direção de maior ganho na recepção são usados também em matrizes de transdutores em modo de transmissão. Isto é usado em várias das aplicações apresentadas no cap. 2 para investigação de setores focalizados do campo de observação. Alguns casos, cada ponto focado é parte de um procedimento sequencial para varredura de uma área, outros não. Um exemplo interessante de transmissão focada que já deixou os limites de classificações militares e científicas (e os seus custos inerentemente altos) são as matrizes de alto-falantes usadas em museus para serem ouvidos apenas pela pessoa que está diante de uma obra, vistos na FIG. 2.18a (DAKOTA, 2012), e em algumas soluções centralizadas para sonorização espacial para sistemas de “*Home Theater*” (Cinema em Casa) como o visto na FIG. 2.18b (YAMAHA, 2013).



(a)



(b)

FIG. 2.18 - Sonorização direcionada: a) Para museus, modelos Dakota FA-501 e Dakota FA-602ab (DAKOTA, 2012), b) Para Home Theater, modelo Yamaha YSP4000 (soundbar), com 40 autofalantes para médios e agudos responsáveis pela distribuição espacial do som, mais dois autofalantes para graves (YAMAHA, 2013).

Há muito interesse também no emprego de matrizes de transdutores para melhorar a qualidade de áudio em ligações em teleconferência, em aparelhos auditivos para auxiliar quem ouve mal (HAMACHER, 2005), em equipamentos para espionagem, e para melhorar a seletividade direcional em sistemas de biometria para segurança de acesso a áreas restritas em empresas e instituições de pesquisa.

Tendo sido levados em consideração os aspectos de relevância do estudo das matrizes de transdutores no mundo acadêmico e a necessidade de disseminação das tecnologias envolvidas, os próximos passos são o delineamento dos alcances almejados e o desenvolvimento de uma plataforma de hardware de características abrangentes em termos de aplicações.



## **3 – METODOLOGIA**

### **3.1 – Considerações Preliminares**

Este trabalho se direciona a obter uma representação aproximada do diagrama de radiação polar, para avaliar um transdutor em desenvolvimento. Esta representação deve ser suficiente para direcionar os ajustes no transdutor para que se obtenha um comportamento semelhante a um transdutor de referência.

O método de avaliação de transdutores proposto e a matriz de microfones construída são direcionados a contemplar uma série de hipóteses:

- permitir a medição de pressões acústicas em pontos fixos, distribuídos em duas dimensões, registrando somente as amplitudes médias de tensões presentes nos terminais dos microfones individuais, sem levar em conta as fases entre eles;
- manter baixos os custos em todos os aspectos, com ondas sonoras de frequência fixa, sem negligenciar a estacionariedade das medidas;
- permitir a extensão em futuras pesquisas instrumentais em Acústica.

O início de um trabalho de pesquisa desta natureza é marcado pela escolha dos limites das grandezas envolvidas, auxiliadas pela execução de vários testes-piloto para que as ferramentas de medição sejam adequadas às escolhas feitas. A escolha por conduzir a avaliação do diagrama de propagação de um transdutor usando frequências fixas direciona todas as outras. É um caminho incomum, pelos desafios que se apresentam, devidos às ressonâncias e distorções que podem ocorrer, em ambiente fechado. As ressonâncias em forma de ondas estacionárias são usualmente contornadas por complexos sistemas de banda larga que fazem a varredura de frequências referenciada como “chirp” (traduzido como gorjeio, ou som emitido por pássaros socializando, ou por morcegos para localizar presas). A sequência de amplitudes é correlacionada com a sequência de fases, para cada frequência, para localizar e evitar as ocorrências de ressonâncias (LUNDSTRÖM, 2008). Os requisitos deste trabalho apontam para o sentido oposto, que é diminuir o custo computacional a um mínimo possível, para que se possa usar um DSP de menor custo que, conseqüentemente, apresente menores necessidades de consumo de energia, permitindo também economizar na fonte de

alimentação (redução indireta de custos). Os requisitos dos sensores e circuitos associados, mais os custos computacionais, para um sistema que use frequência fixa são, quase sempre, bem menores que se fosse prevista a varredura de frequências. Por ser um trabalho acadêmico que visa se tornar uma solução de baixa complexidade na prática, foi prevista uma limitada capacidade de troca da frequência de trabalho (poucos valores, próximos da escolhida como ideal), uma forma limitada de evitar alguma ressonância, sem aumentar a complexidade do sistema como um todo.

Mesmo com a intenção de estender para obtenção de hidrofones com características específicas, a opção de estudar os alcances do método proposto com a propagação das ondas no ar com transdutores próprios para faixa audível simplifica consideravelmente o equipamento para experimentação. Desta forma, são empregados tweeters comuns e microfones usados em aparelhos celulares (de eletreto, compactos e muito baratos).

As ondas acústicas são geradas por pressão e descompressão de partículas de um meio material, através da movimentação do diafragma de um autofalante (FIG. 3.1 e 3.2). Neste trabalho, propagam pelo ar e são captadas em pontos distribuídos de uma região do espaço usando uma matriz com 37 microfones. Isto aumenta muito a probabilidade da ocorrência de ressonâncias (em dezenas de posições no espaço) e exige, portanto, repetidas correções no instrumental, na posição relativa entre transdutores e no ambiente de testes (isolação acústica de todas as superfícies que possam refletir ondas sonoras).

Assim que é concluída a fase de primeiras escolhas e testes para adequação de parâmetros, seguem-se ensaios automatizados sob o controle códigos em linguagem C para DSP controlando os circuitos descritos em seguida, para coleta de uma quantidade significativa de dados de medidas em formato digital, para posterior estudo.

### **3.2 - Fontes de ondas acústicas**

Os transdutores acústicos que são utilizados neste trabalho são conhecidos como autofalantes e microfones (e são mencionados os hidrofones), têm a função de converter ondas elétricas em ondas acústicas para o ambiente e vice-versa. Alguns podem ser

usados como sensores e emissores de ondas sonoras. Os microfones de eletreto, utilizados nos experimentos, somente convertem de ondas acústicas para elétricas, portanto só fazem a função de sensores. Os aut falantes exibem um diafragma cônico anexado a um eletroímã, que interage com um ímã fixo. Os movimentos do diafragma acontecem quando o eletroímã recebe o sinal elétrico alternado que corresponde ao som a ser emitido.

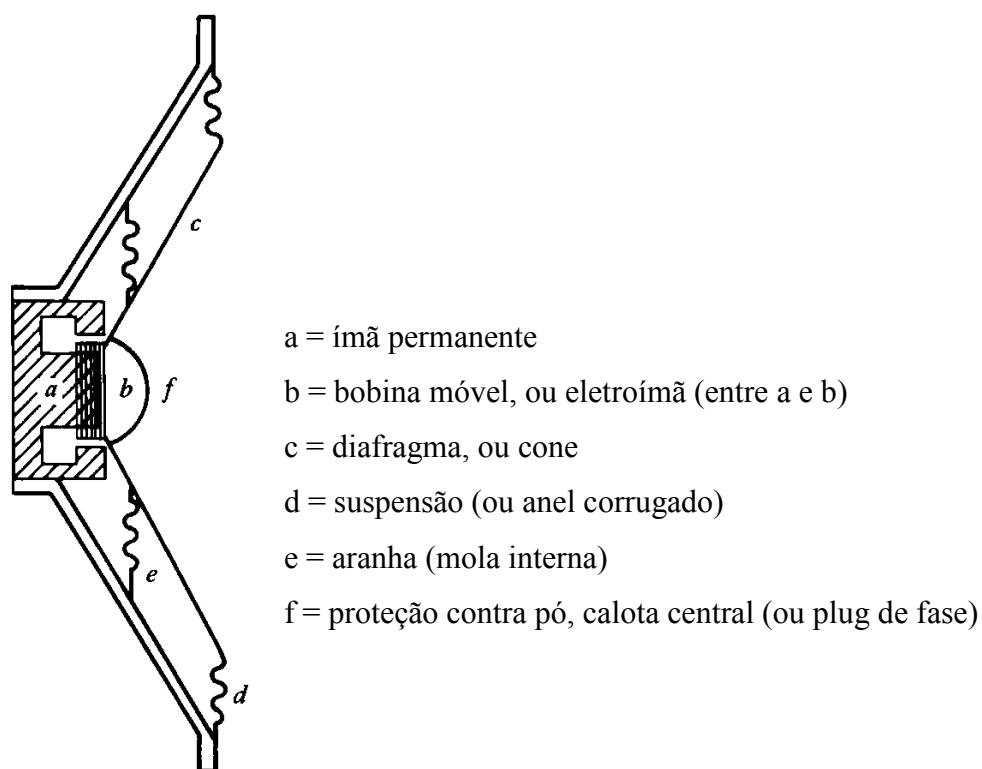


FIG. 3.1 - Estrutura do alto-falante do tipo mais comum (KINSLER, 2000)

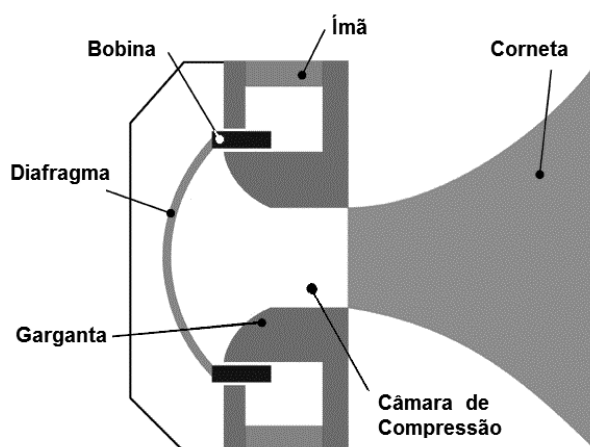


FIG. 3.2 - Tweeter de compressão, usado neste trabalho sem corneta (KINSLER, 2000)

Por terem dimensões consideráveis, nenhum deles pode se modelado como fonte pontual, irradiando ondas esféricas, cuja radiação é independente do ângulo. Pode-se calcular a pressão gerada em cada ponto do espaço, usando o modelo simples de um pistão circular, integrando as contribuições pontuais (FIG. 3.3):

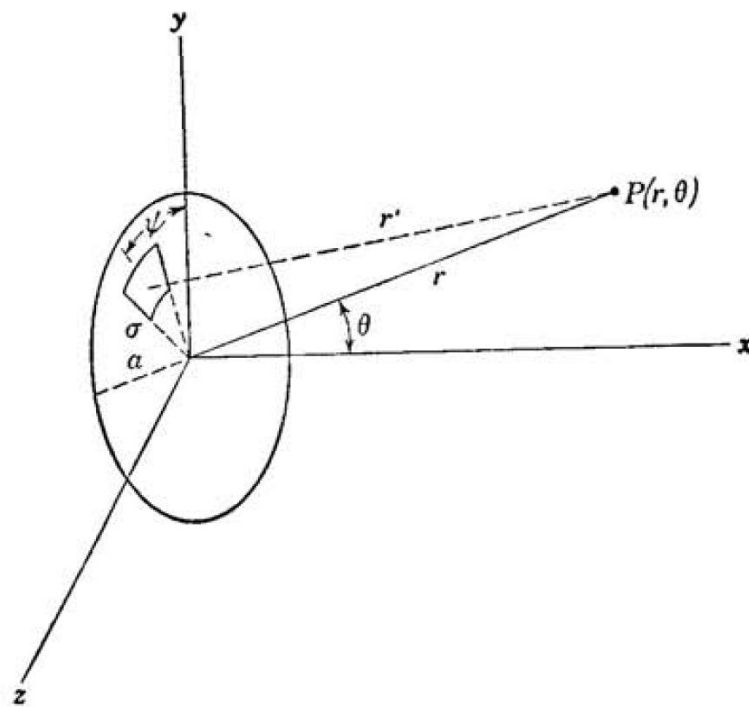


FIG.3.3 – Modelo de contribuição elementar para um pistão circular (KINSLER, 2000)

Se, por outro lado, uma fonte pontual irradia som uniformemente em todas as direções e se assume que nenhuma onda é refletida de volta para seu campo acústico, a energia se espalha em superfícies esféricas para cada raio desde a superfície do transdutor. Sem considerar as perdas, a intensidade é proporcional ao quadrado da pressão sonora, que por sua vez é inversamente proporcional ao quadrado do raio. Considerando a regra da conservação da potência da fonte, a pressão é inversamente proporcional ao raio  $r$ . Então a pressão a uma distância  $r$  da fonte é assim calculada (EQ. 3.1):

$$p(r, t) = \frac{p_0 \cdot r_0}{r} \cdot \exp [j(\omega t - kr)] \quad (3.1)$$

onde  $\omega = 2\pi f$  é a frequência angular e  $k = \omega/c = 2\pi / \lambda$  (“wavenumber”).



Os alto-falantes podem ser estudados como distribuições finitas de pequenos transdutores elementares (pontuais), ou como fontes do tipo pistão finito. Veja, na FIG. 3.4-a, o transdutor cuja dimensão principal é a metade do comprimento da onda emitida é pouco direcional, é então pequeno o suficiente para ser aproximado como omnidirecional, como uma fonte pontual, emitindo ondas esféricas.

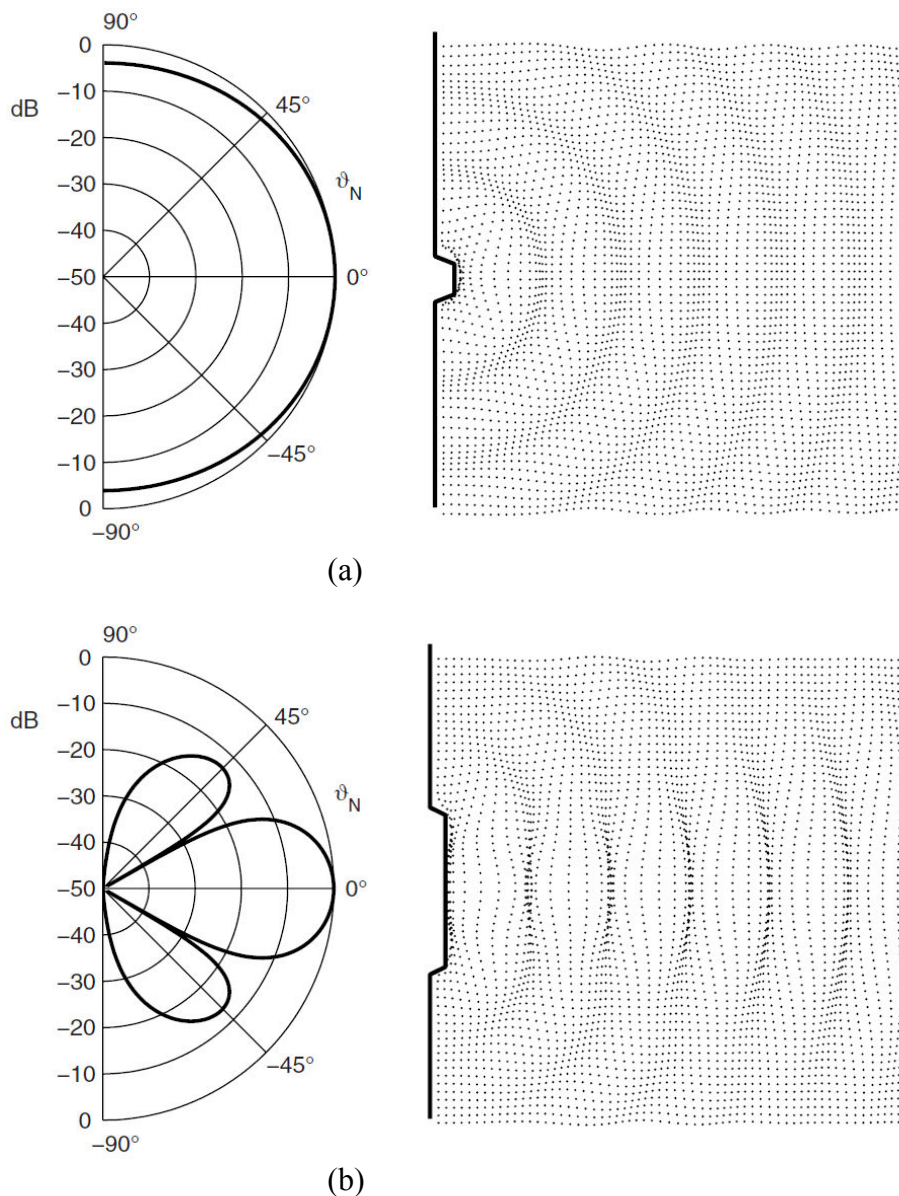


FIG. 3.4 – Campo acústico criado por matrizes compactas de transdutores, com diferentes dimensões. Diagrama polar de radiação (esquerda) e deslocamento de partículas (direita) para (a)  $L = 0,5\lambda$  e (b)  $L = 0,2\lambda$ , sendo “L” comprimento o da matriz, “ $\lambda$ ” o comprimento de onda, o mesmo para os dois (MOSER, 2009).

Por outro lado, quando se varia a frequência de teste, ocorre da mesma forma uma grande variação no formato do diagrama (KINSLER, 2000) (BRUEL & KJAER, 2006). Um modelo de representação que mostra esta variação, a partir da relação entre a medida do comprimento do transdutor e o comprimento de onda ( $L = \lambda \cdot x$ ), é ilustrado no diagrama polar de radiação da (FIG. 3.5). Considerando uma distribuição de pequenas fontes (por menor que seja o transdutor, não é idealmente pontual), uma solução possível é a compensação da variação com a frequência no próprio modelo matemático em estudo, como é visto em Parra (2006).

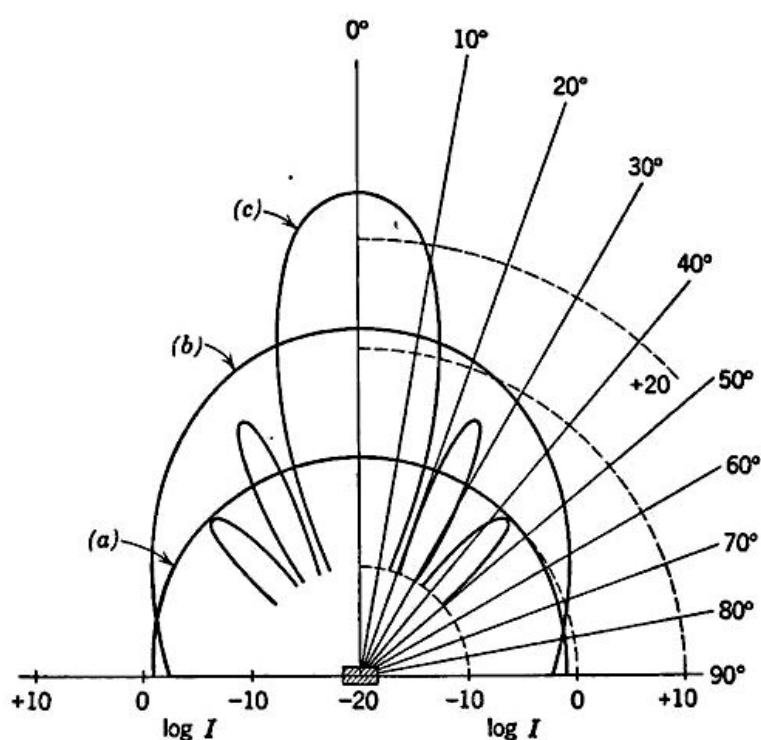


FIG. 3.5 – Diagramas polares de radiação de um pistão circular de diâmetro =  $L$ , para diferentes frequências. Padrões para (a)  $L = \lambda/4$ , (b)  $L = \lambda$ , (c)  $L = 4\lambda$  (KINSLER, 2000)

Em ambientes para espetáculos, devem-se posicionar caixas acústicas de modo que seus lobos frontais de maior ganho se complementem cobrindo igualmente as regiões do ambiente. Para isto, é necessário determinar o ângulo ótimo entre elas (por exemplo, nas “*line arrays*”). Sem estas informações, as soluções se limitam ao método de tentativas e erros. Também é ajustada a geometria do ambiente para não ocorram ressonâncias localizadas ou reverberações, muitas vezes através do detalhamento do modelo

matemático de interação acústica de painéis corretores da acústica do ambiente (absorções, reflexões, transmissões, por vezes contemplando seus aspectos direcionais). Neste caso também, os fabricantes dos painéis podem fornecer informações sobre o comportamento acústico de seus produtos, possível de ser obtido por equipamento adaptado usando o método aqui proposto (ou usar as alternativas de alto custo disponíveis em instituições especializadas em calibração e homologação).

Quando não há necessidade de levar em consideração variações de diretividade com a frequência, mas validar um protótipo à semelhança com um padrão, se torna suficiente conduzir um estudo comparativo entre dois diagramas usando uma frequência fixa, o mais próximo possível da senóide pura. É uma prática difundida se repetirem os testes para duas ou três frequências padronizadas, dentro da faixa de frequências de operação do sistema em uso, para testes amostrais. Uma alternativa mais completa é a mencionada varredura contínua das frequências entre o mínimo e o máximo de uma faixa de interesse (veja FIG. 2.3, no cap. 2), demandando o uso de instrumental apropriado para uso em “banda larga”. Também são vistos diagramas que mostram diferentes padrões em dois planos, quando são transdutores assimétricos (FIG. 3.6). É raro encontrar diagramas em três dimensões.

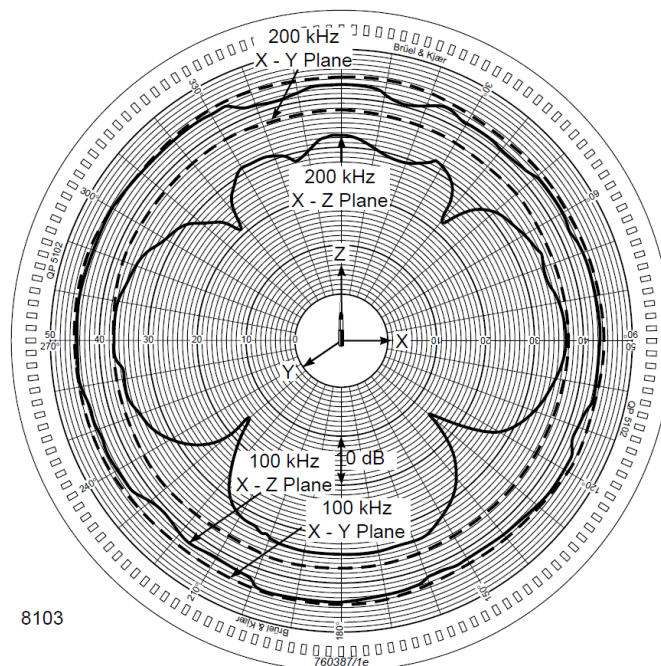


FIG. 3.6 - Diretividade nos planos XY e XZ, hidrofone 8103 (BRUEL & KJAER, 2006)

### 3.3 - Campo Próximo e Campo Distante

Pode-se observar, na região próxima à superfície de um pistão emitindo ondas acústicas (campo próximo), que as interações entre as colaborações dos emissores elementares ainda não fizeram a convergência para uma forma definitiva, ainda estão interferindo entre si e existem variações rápidas na pressão acústica. Se o raio do transdutor for menor que o comprimento de onda, são observáveis nulos de pressão à medida que se afasta do transdutor (KINSLER, 2000), (MOSER, 2009), (CHEEKE, 2005).

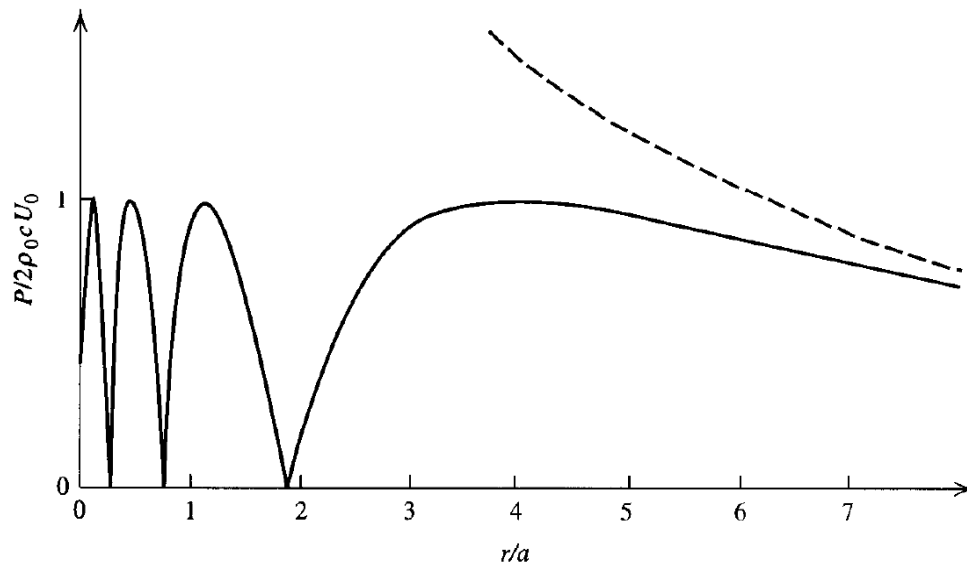


FIG. 3.7 – Pressão acústica, campo próximo emitido por pistão circular, com máximos e mínimos em múltiplos de  $\lambda = a/4$  (onde  $a$  = raio do pistão). Último máximo em  $r = 4a$ . Aproximação esférica válida (- -) em distâncias maiores que  $r = 8a$  (KINSLER, 2000).

Para uma frequência tal que  $\lambda = a / 4$  (um quarto do raio do pistão), o comportamento será como o da FIG. 3.7, onde  $\underline{a}$  é raio do pistão. O último nulo medido ao longo do eixo  $\underline{x}$  (se existirem nulos) ocorre a uma distância  $r_{(\text{ult\_nulo})} = a^2 / 2 \lambda$ . Foi considerada a distância limite:

$$r_{(\text{farfield})} = 2 a^2 / \lambda \text{ (equivalente a 4 vezes a distância do último nulo)} \quad (3.2)$$

Para um tweeter de raio  $a = 10$  mm emitindo a 8 kHz (freq. máxima, veja na seção 3.5)

$$\lambda = c / f = 340 / 8000 = 0,0425\text{m} \text{ ou } 4,23\text{cm} \quad (3.3)$$

$$r_{(\text{farfield})} = 2 a^2 / \lambda = 2.(0,010\text{m})^2 / 0,0425 = 4,7 \text{ mm} \quad (3.4)$$

Estes valores correspondem a um tweeter com diâmetro de 10 mm resultando em uma distância limite de 4,7mm. A partir desta distância, é satisfatório o modelo de onda esférica (traço pontilhado, na FIG. 3.7), no qual a intensidade diminui proporcionalmente ao quadrado da distância, na chamada região de campo distante (farfield).

### 3.4 – Matrizes: Princípios Básicos.

As matrizes de microfones vêm sendo criadas, quase sempre, para explorar sua capacidade de medir o ângulo de chegada para diferentes componentes de sinais e se tornarem seletivas para recepção em ângulos que se desejar. Elas fazem isto a partir dos ângulos de fase entre transdutores em posições diferentes. A forma de processamento é diferente, neste trabalho, se baseia apenas em medidas de amplitudes nas direções bem definidas pelas posições dos sensores, a partir das pressões sonoras pontuais obtidas pelo instrumental. Mesmo diante desta delimitação de escopo, a matriz criada é concebida para fazer uso futuro destes outros recursos, portanto o assunto é abordado.

Tais matrizes podem ser tão simples como dois microfones em linha apontados para a mesma direção. Mesmo com esta configuração mínima, em condições favoráveis, pode-se calcular, de maneira aproximada, a direção de chegada de uma onda na matriz, proporcional ao ângulo de fase entre os dois sinais recebidos (ângulo  $\phi$ , na FIG. 3.8). O ângulo  $\theta_1$  pode ser aproximado como igual a  $\theta_2$ , se  $d_1$  e  $d_2$  forem muito maiores que  $d_x$  (distância entre os dois sensores) e a onda esférica pode ser aproximada como onda plana (denominada muitas vezes de forma descuidada como hipótese de campo distante). Desta forma, enxergando apenas  $\theta_1$  na FIG. 3.8, ele pode ser aproximado medindo-se  $\phi$  (fase entre as ondas que chegam aos microfones), convertendo em tempo entre os inícios dos ciclos,  $t_m = t_{\text{total}} * \phi / 2\pi$ , calculando  $d_m = c_{\text{som}} * t_m$ , e finalmente,  $\theta_1 = \arccos ( d_x / d_m )$ . A medida deste ângulo de chegada é básica para localizar fontes

sonoras. Se a precisão necessária é maior, pode-se partir das equações das esferas de raios  $d_1$  e  $d_2$  e também aumentar o número de transdutores (BENESTY, 2008).

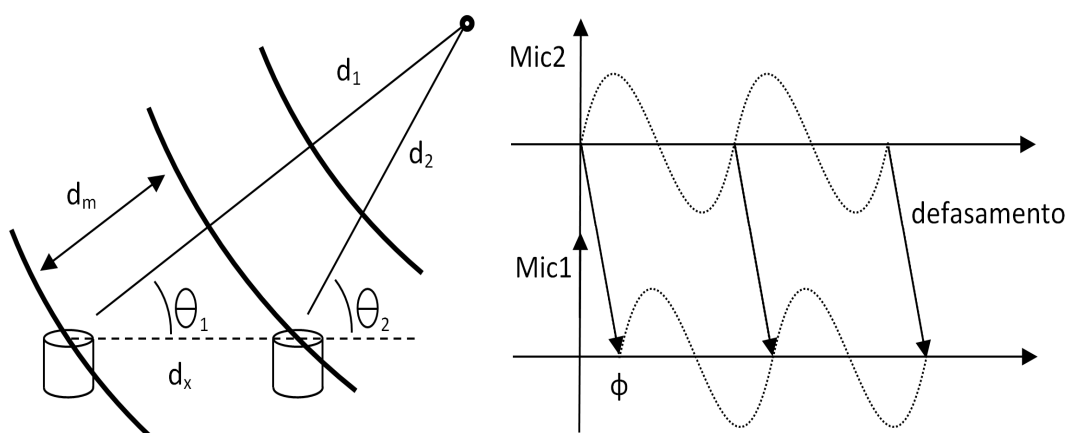


FIG. 3.8 – Defasamento elétrico proporcional a um distanciamento mecânico

Nas aplicações em que se usam múltiplos microfones é possível levar em consideração a direção de propagação dos sinais que propagam no ambiente para selecionar (filtrar) sinais que chegam de ângulos específicos convenientes, seja para evitar sinais interferentes ou para atenuar os efeitos de reverberações, principalmente. Na FIG. 3.8, o sinal em Mic<sub>2</sub> chega mais adiantado ao conjunto de microfones; ele pode ser atrasado exatamente de  $\phi$  (ângulo elétrico), alinhando-o no tempo com o sinal em Mic<sub>1</sub>, de forma que uma operação de soma aplicada entre estes sinais resulte na máxima interferência positiva (ou construtiva) entre eles.

Todos os sinais que chegarem de outras direções são convertidos pelos microfones para sinais com atrasos elétricos diferentes deste valor de  $\phi$ . Se sofrerem o ajuste de fase que, ao serem somados, resultarão em interferências diferentes da máxima positiva, e em “ganhos” menores, progressivamente, ao se afastarem de  $\phi$ . Continuando nesta direção, os sinais passam a se subtrair e quando este ângulo passa pelo valor  $\pi$  acontece a máxima interferência negativa (ou destrutiva) entre os sinais dos dois microfones, ou primeiro ângulo de “nulo”. Na FIG. 3.9 há um ponto de nulo a  $0^\circ$ , no diagrama polar de radiação.

Os sinais de frequências mais altas, conseqüentemente de comprimento de onda menor, chegam mais rapidamente a este ponto de nulo. Esta é uma forma de explicar o crescimento da diretividade com o aumento da frequência (MOSER, 2009).

Podem ser obtidos ganhos maiores em direções a favorecer, ou maiores atenuações em outras direções indesejadas (FIG. 3.9), fazendo as escolhas correspondentes para os ângulos de defasamento elétrico, no algoritmo de processamento, denominado por “Filtro Espacial”. É um filtro, pois deixa passar sinais em determinados ângulos de chegada e filtra os que vêm de direções indesejadas. Assim, pode ser configurado um diagrama de radiação ajustável com diversas regiões de máximos e de nulos, por superposição de diversos destes “filtros direcionais” (ou filtros espaciais).

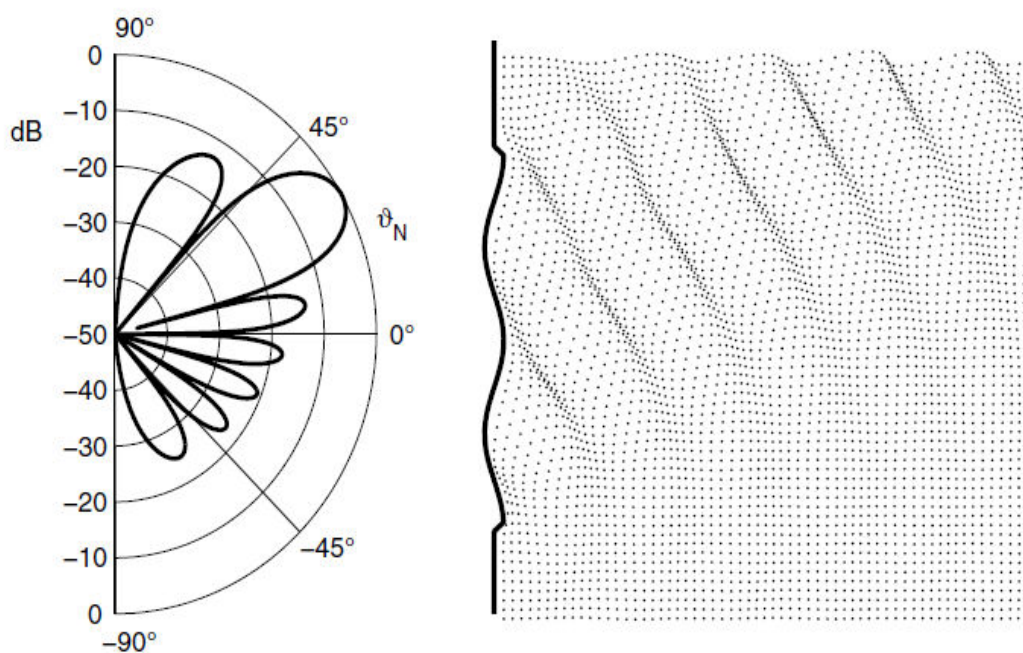


FIG. 3.9 - Mudança do ângulo de máximo (MOSER, 2009).

### 3.5 - Processamento de Sinais para a Matriz de Microfones Adotada

Os primeiros sistemas de Processamento de Sinais específicos para matrizes de sensores eram totalmente analógicos (componentes passivos, como resistores, indutores e capacitores) e tinham como objetivos filtrar os sinais recebidos por cada elemento

sensor (melhorando a relação sinal-ruído) e posteriormente provocar defasamentos fixos entre os vários sinais para formação de feixes. Tais componentes passivos eram por vezes chaveados entre alguns poucos valores fixos para alterar parâmetros de filtros de frequências ou para mudar as direções com maior ganho de recepção. Mesmo após alguma evolução nestes sistemas, os filtros totalmente passivos (RLC) predominam nos sistemas que lidam com ondas eletromagnéticas em frequências extremamente altas. Amplificadores a semicondutor que operem em frequências muito elevadas, utilizadas, por exemplo, em radares e em satélites, são de disponibilidade recente.

Os circuitos digitais tornaram possível implementar filtros mais complexos e flexíveis, mesmo antes de aparecer o conceito de microprocessadores integrados em um único encapsulamento. Quando se tornou possível a integração de quantidades crescentes de transistores em circuitos integrados programáveis pelo usuário final (PLD, FPGA), houve grande disseminação do uso de filtros digitais. Estes sempre serão muito mais rápidos que os baseados em microprocessadores, pois não se limitam à execução de programas passo a passo, mas realizam operações em paralelo (BANKS, 2007), possível pela replicação dos circuitos aritméticos elementares por quantas vezes for necessário, atingindo uma grande complexidade, em proporção também devida às resoluções escolhidas para as medidas. Os microprocessadores e, especificamente os DSP's, oferecem grande flexibilidade para serem programados e para alterar parâmetros de filtros em tempo de execução. Estes ajustes são usados para se compensar mudanças no ambiente de atuação, caracterizando os filtros adaptativos.

As soluções aritméticas que se baseiam em Transformadas de Fourier, Laplace e muitas outras tiveram que ser adaptadas para uso de computadores digitais (por exemplo, a substituição de integrais por somatórios). Com as devidas compensações (por serem aproximações em todos os sentidos), passaram a ser estendidos aos algoritmos de filtros digitais, das redes neurais (usadas em filtros adaptativos e na classificação de objetos detectados por sonares), do processamento de imagens, dos formadores de feixes para matrizes de sensores, ou "*Beamforming*" (CAMPBELL, 1999), (STERGIOPOULOS, 2001), (HOLMES, 2005), (BENESTY, 2008). Por serem de alto custo computacional, os algoritmos mais avançados devem ser evitados sempre que possível. Algumas simplificações são adotadas neste trabalho, sem comprometerem o resultado final.



Para o processamento de sinais necessário foi utilizado um kit de desenvolvimento para DSP do fabricante Analog Devices (ANALOG DEVICES, 2006), selecionado pela sua vocação em trabalhar com de sinais de áudio e por permitir expansões futuras (seção 3.12). Foi desenvolvido um algoritmo de filtro digital no domínio das frequências para cada sinal vindo dos microfones, para assegurar que sinais originários do ambiente externo não interfiram nas medidas. Os cálculos de Transformada de Fourier são feitos usando funções em linguagem C. Elas são parte integrante da biblioteca de funções do sistema de desenvolvimento utilizado (kit de DSP). Os conversores de analógico para digital (A/D) disponíveis fornecem valores em resolução de 24 bits por amostra, mas são completados com 8 zeros à direita, para serem transferidos para a memória do sistema de DSP em palavras no padrão de 32 bits. As transposições para o domínio das frequências (transformadas) não são feitas em resolução de 32 bits por não haver resolução equivalente no restante do sistema, sendo mais do que suficiente usar 16 bits. É aplicada então uma função que faz o truncamento de 32 para 16 bits. A redução de resolução se dá, de fato, de 24 bits da conversão para 16 bits efetivos. Fazendo uso de algoritmo com a resolução diminuída para 16 bits (desprezando os bits menos significativos), o tempo total de execução das transformadas para 37 microfones (veja FIG. 3.21 e texto associado) se torna sensivelmente menor. Esta aceleração é viável por não haver exigência de faixa dinâmica correspondente a 24 bits para identificar ruídos e subtraí-los.

São convenientes as frequências de ensaio próximas e mais baixas que 8 kHz para que a taxa de amostragem de 48 kHz (padronizada em sistemas de aquisição na faixa de áudio e disponíveis no kit de DSP utilizado) possibilite obter seis amostras por período na frequência mais crítica. As duas amostras por ciclo ditadas pelo critério de Nyquist (ROSSING, 2007) são insuficientes para visualização da forma-de-onda e para alguns tipos de interpolações necessárias quando se usa as informações de fase (previsto como extensão deste trabalho). O sinal gerado para realização de cada ensaio tem sua estabilidade garantida pelo uso de um cristal de quartzo como frequência-base a partir da qual se gera uma onda senoidal pura. Trocando o cristal de quartzo, é possível trocar a frequência da senóide, mas durante um ensaio a frequência é única.

É utilizado um filtro de passa faixas do tipo retangular com implementação direta (realizado por busca de valor máximo), possível neste caso por lidar apenas com uma

frequência fixa. A eficácia do filtro é confirmada pela obtenção da harmônica desejada, bem destacada, observável em todos os testes durante a fase de adequação inicial dos parâmetros de hardware e software e confirmada na fase final de obtenção dos resultados. Para tanto, as sequências de amostras são representadas no domínio das frequências (Transformada de Fourier, na FIG. 3.10). Este procedimento já faz também a função de filtro de janelamento, necessário para remover as bordas (vazamentos) de harmônicas, resultantes da aproximação da Transformada em finitos pontos por intervalo finito de tempo (somatórios no lugar de integrais). Os valores individuais do gráfico apresentado correspondem às amplitudes em cada frequência múltipla da frequência de passo discreto de 48 kHz / 1024.

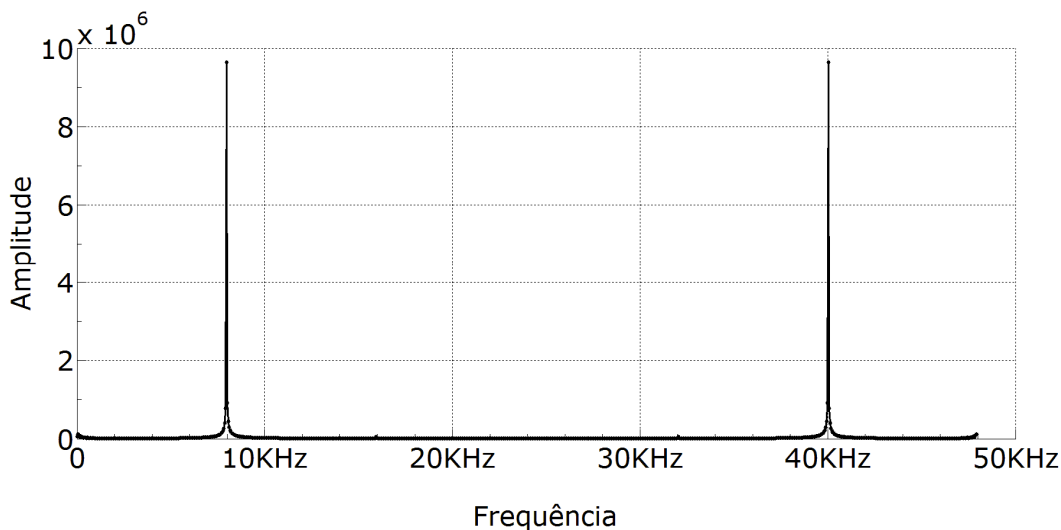


FIG. 3.10 - Espectro de sinal após avaliação da Transformada de Fourier e de filtro retangular, mostrando uma harmônica bem destacada a 8 kHz (o valor mais exato de 7969 Hz pode ser lido em um gráfico com ampliação no entorno do 1º pico)

### 3.6 - Ondas Estacionárias

Com as restrições e escolhas já mencionadas (algumas são detalhadas adiante), é provável que ocorram ondas estacionárias, que podem tornar impraticáveis as medidas. Elas se formam pela superposição de duas ondas de frequências idênticas que se encontram, propagando na mesma direção e sentidos opostos. São ondas cujas vibrações originais são reforçadas continuamente pelas próprias reflexões, em ressonância. Isso resulta, por exemplo, na permanência prolongada de certas frequências reverberando em

um ambiente, quando normalmente deveriam cessar (RAICHEL, 2006). Há quem faça uso positivo da existência destas ondas para medidas bem sintonizadas (JIANG, 2004).

Uma onda estacionária tem comprimento de onda máximo igual ao dobro da distância entre as superfícies, se estas são reflexivas (ROSSING, 2007). A onda estacionária de menor frequência, neste caso, teria um comprimento de onda duas vezes maior que a maior dimensão da câmara, planejada para fazer medidas a distâncias de quase 2 metros. Sua interferência seria notada em alguma medida então se existissem, neste meio, ondas em intensidade considerável e na faixa de frequências menores que 100 Hz, pois nesta faixa se encontrariam frequências de ressonância compatíveis com as dimensões, avaliadas desta forma (EQ. 3.5):

$$f = c / (2 \times d) = 340 / (2 \times 2\text{m}) = 85 \text{ Hz} \quad (3.5)$$

onde

$f$  é a frequência de ressonância da câmara na dimensão vertical,

$c$  é a velocidade de propagação do som e

$d$  é a maior distância entre paredes.

Para ocorrerem ressonâncias na frequência de 8,0 kHz, estaríamos considerando a influência de harmônicas de ordem muito elevada (94ª harmônica dos 85 Hz considerados acima), mas são observadas em todos os ensaios ondas senoidais puras (somente a 1ª harmônica, confirmado por análises de espectro de Fourier, FIG. 3.10). É muito improvável ocorrerem interferências construtivas de ondas incidentes com ondas refletidas entre duas paredes opostas da câmara de isolamento acústica.

Com estas considerações, aliadas ao fato de terem sido usados materiais absorventes em quantidade considerável, se conclui que as variações que porventura sejam observadas nas medidas não estão relacionadas com a ocorrência de ondas estacionárias devidas a ressonâncias do ambiente da câmara, favorecidas pela geometria no interior da mesma. Restariam então os focos que podem aparecer em pequenas seções da sala onde se efetuam as aquisições de áudio (atenuáveis com o uso de espumas que atenuem a propagação), somadas às ressonâncias das múltiplas inteiras da frequência da onda emitida (também desprezíveis, novamente – FIG. 3.10).

A fonte sonora (tweeter) produz ondas senoidais com frequências constantes, que sofrem reflexão na placa de circuito impresso onde são montados os microfones. A pressão sonora que é refletida, desta forma, de volta ao diafragma do tweeter e tende a interagir com o mesmo é a mais preocupante e não se deve descartar esta hipótese, por se tratar de ressonância. Deve ser levada em consideração a reflexão no corpo do tweeter, de volta para a placa dos microfones, criando ali um foco de ressonâncias.

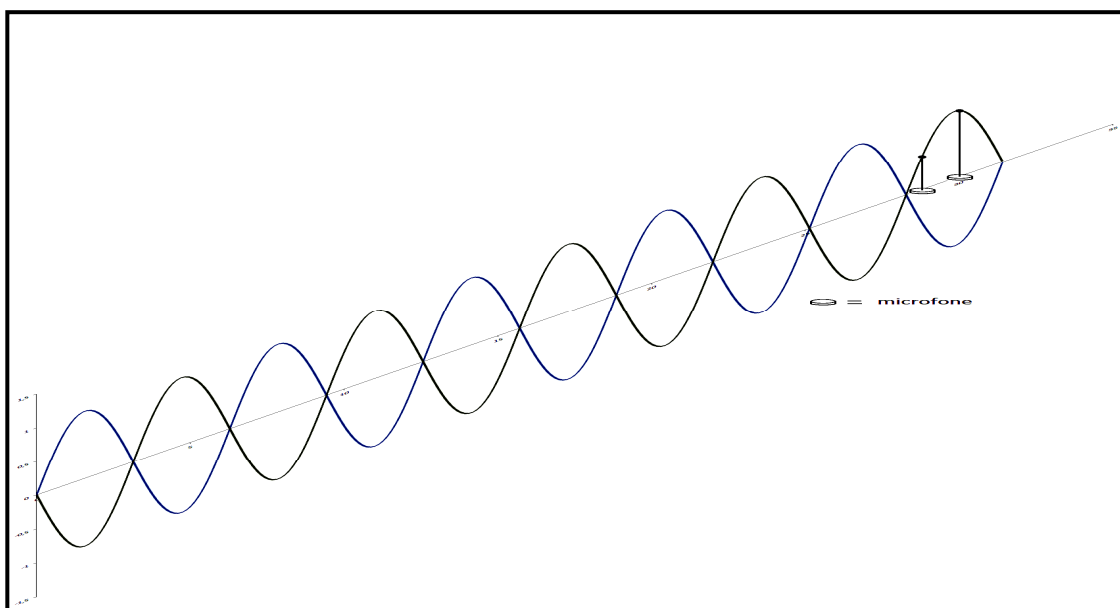


FIG. 3.11 - Onda estacionária propagando e dois microfones em posições próximas.

Mesmo que a distância entre os dois corpos seja bem maior que o comprimento de onda dos sinais usados, se temos microfones em posições ligeiramente diferentes entre si (FIG. 3.11), pode haver a colaboração das ondas estacionárias com picos em alguns microfones e vales em outros (nós e antinós).

### 3.7 - Câmara de Isolação Acústica

Podem-se prever as frequências de ressonâncias e focos mais prováveis de aparecer, a partir do conhecimento de todas as dimensões do recinto em que se instala e a posição exata do equipamento. Mesmo que se calcule tudo em detalhes, nem todos os aspectos práticos da adequação acústica serão antecipados, necessitando-se então de

recobrimento do ambiente de experimentação com material absorvente acústico, acrescidos em volume como resultado de repetidos testes e ajustes.

Os materiais isolantes profissionais fornecem dados sobre a absorção que promovem, mas há dois inconvenientes: os preços altos por metro quadrado e as pequenas dimensões dos mesmos (especialmente na espessura). A solução é envolver o conjunto de emissores e sensores acústicos com proteções de espuma flexível de poliuretano (de uso comum em colchões e travesseiros) que, na prática, oferece suporte mecânico para posicionamento da matriz de microfones. O volume de espumas necessário é desconhecido a princípio, portanto, uma primeira camada pode ser composta de cortes padronizados que podem aumentar com base nos resultados progressivos. Por haver necessidade de se fazer medidas a distâncias de quase 2 metros, a montagem é feita em posição vertical, com o tweeter posicionado embaixo (no fundo), e a matriz de microfones fixada no alto, apontada para baixo (na direção do tweeter). Esta primeira camada é composta de blocos de espumas “D33” (densidade nominal =  $33 \text{ kg/m}^3$ ), em dimensões de 190cm de altura, 90cm de largura, 10cm de espessura, sendo colados entre si pelas arestas (FIG. 3.12, FIG. 3.13a - foto da esquerda). Para reforçar a absorção acústica, é acrescentada uma camada interna com 4,5 cm de espessura de espumas de uso profissional com alta absorção (SONEX ROC 126cm x 62,5cm x 4,5cm).

Com esta montagem são feitas as primeiras avaliações com base em medidas feitas pela matriz de microfones. Se os conjuntos de dados obtidos mostram diferenças muito acentuadas comparando valores entre microfones, devem ser acrescentados mais blocos de espuma em volta. A absorção insuficiente se faz notável por causar até um certo incômodo auditivo, mais acentuadamente nas porções centrais dos blocos de espuma “estrutural”, da metade da altura para cima (por estar na direção do cone de maior concentração de pressão acústica, se o emissor acústico for direcional nas frequências próximas de 8 kHz, como é o caso de tweeter escolhido para testes). Apesar de ser insuficiente a absorção sonora com volume de espumas empregado ainda nesta situação, a estabilidade estrutural conferida ao conjunto é bastante satisfatória. Mais camadas de espuma são acrescentadas posteriormente até que o sinal se tornasse quase inaudível. Isto atenua muito mais os ruídos do ambiente, mas o principal é evitar a soma dos sinais em visada direta com os mesmos refletidos pelo teto, chão e paredes.

A montagem final da câmara de absorção acústica conta com uma espessura de 25 cm de espuma D33 nas paredes, no topo e no chão, acrescidas dos 4,5cm da espuma especial nas paredes. No topo da câmara, por trás da placa com microfones a espessura de espumas foi dobrada, por estar mais perto de uma superfície reflexiva (o teto) e por ser a posição frontal ao tweeter, onde se sabe estar concentrada a maior quantidade de pressão acústica emitida. Pelo mesmo motivo, é acrescentado também na parte superior da câmara, por cima da espuma, uma cobertura com manta de feltro com 1cm de espessura (usada em isolamento acústico para impressoras de impacto e, em versão mais robusta, na parte interna da tampa de motor de carros) (FIG. 3.13<sup>a</sup> - foto da direita).

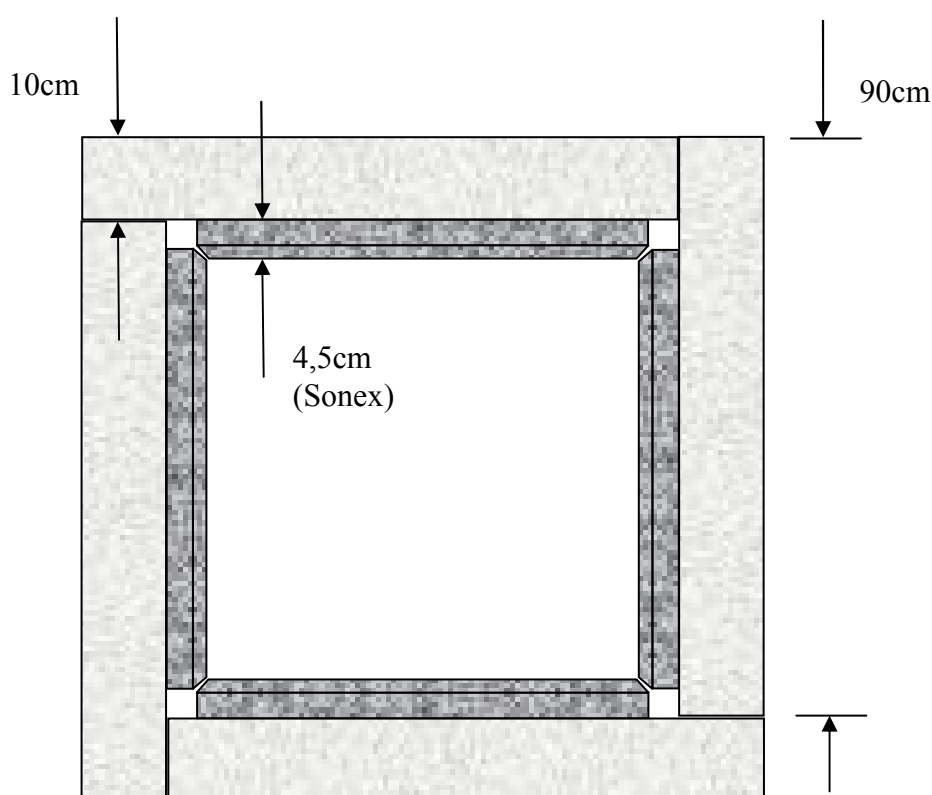


FIG. 3.12 - Montagem da câmara de absorção acústica, 1<sup>a</sup> camada, vista por cima

Deve ser observada, no processo de ajuste, a evolução nas medidas obtidas pelos microfones, na direção de aumentar a repetibilidade das medidas, com erros máximos abaixo do objetivado de 1% de desvio, entre testes consecutivos. Atingindo estes padrões de erros se estima que a atenuação das interferências do ambiente obtida se torna compatível com os níveis de ruído de fundo. Nestas condições, pode-se desprezar as reflexões na sala em torno da câmara isolada, que é a parcela que interfere de maneiras imprevisíveis nas medidas em estudo.



FIG. 3.13a - Montagens da câmara acústica com 1 camada (esq.) e 2 camadas (direita).

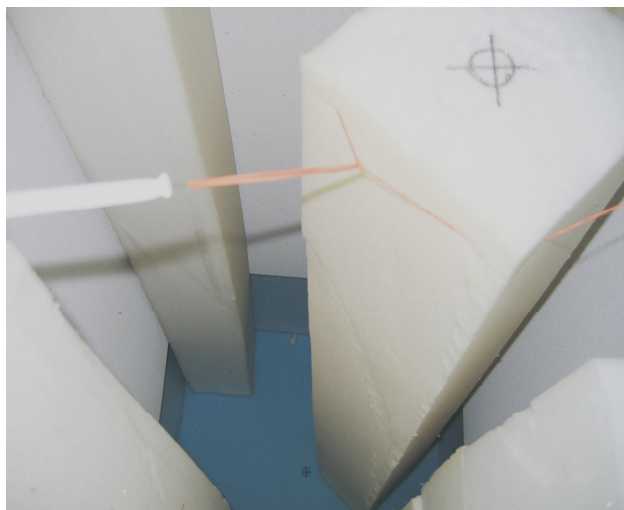


FIG. 3.13b - Colunas internas acrescentadas nos cantos e coluna central que eleva o tweeter para se aproximar da matriz de microfones (já deslocada do centro para evitar reflexões sucessivas entre a placa com os microfones e o tweeter - posicionado no “alvo”  $\ominus$ ).

Para concluir a adequação da Câmara de Isolação Acústica, são incluídas, no interior da câmara (FIG. 3.13b), 4 colunas de espuma (além da coluna central já planejada para elevar o tweeter aproximando-o dos microfones a 20 cm). A geometria irregular resultante diminui a ocorrência de ondas estacionárias (ROSSING, 2007). Estas colunas nos cantos aumentam a absorção nos vértices da câmara diminuindo as direções que necessitam de cobertura na 2ª camada de espuma adicionada externamente.

### 3.8- Lidando com Ondas Estacionárias com tweeter próximo da matriz

A placa com microfones é posicionada na parte superior da câmara usando elásticos de borracha presos em seus quatro vértices, esticados e fixados a 4 seções de arame galvanizado finíssimos (FIG. 3.14), que por sua vez foram parafusados aos vértices de um quadrado de hastes finas de ferro, apoiado entre camadas de espumas.

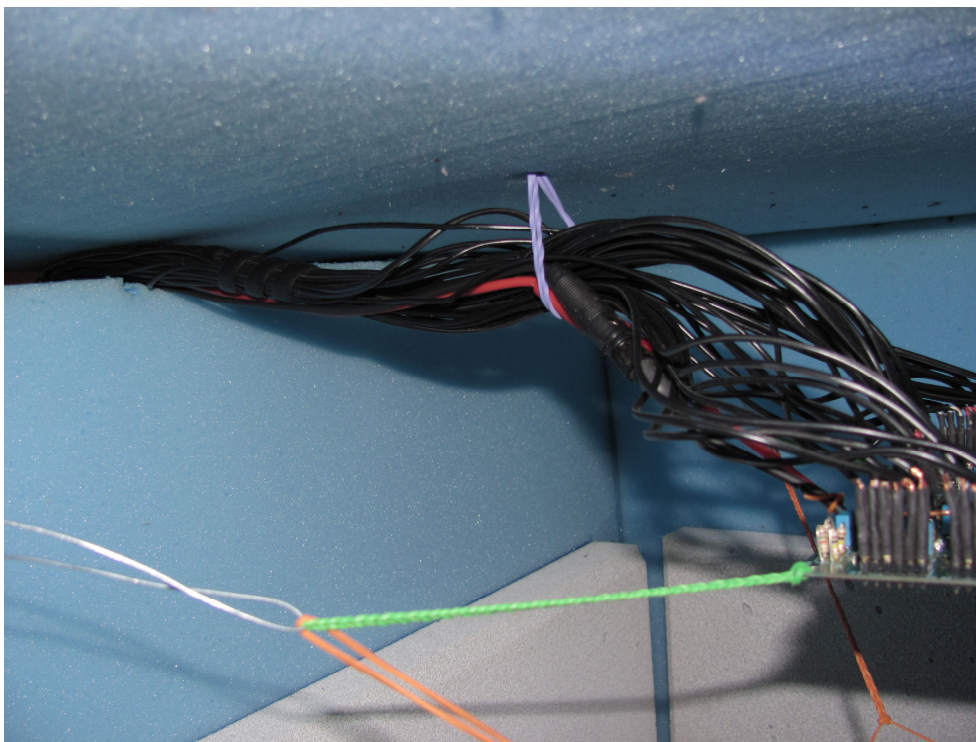


FIG. 3.14 - Fixação da placa com a matriz, no alto do interior da câmara de isolação acústica (veja o posicionamento do tweeter relativo à matriz na FIG. 3.15).



O peso dos 37 cabos blindados que conduzem sinais dos microfones, somado aos dois cabos de alimentação deste subsistema, faz a placa pender para o lado escolhido para saída dos mesmos em direção ao restante do circuito de aquisição de sinais. Para compensar isto, um arco de arame galvanizado fixado na espuma superior sustenta mais um elástico que abraça os cabos puxando-os para cima e ajudando no ajuste de posicionamento (FIG. 3.14).

O fato de se ter os microfones coplanares e montados em uma placa rígida, montada em plano paralelo à porção de maior área plana do invólucro do tweeter já é suficiente para antever a ocorrência de reflexões múltiplas entre os dois planos paralelos, com interferências prováveis nas frequências cujos comprimentos de onda são submúltiplos da distância entre estes planos.

Consideremos como um eixo central a reta que passa ortogonal à placa dos microfones, exatamente no centro do microfone central. Quase todos os ensaios, feitos com o tweeter centralizado neste eixo e posicionado ortogonalmente a ele resultaram em medidas quase nulas em alguns microfones e quase saturadas em outros. Isto é um indício de que ocorrem nestes casos interferências construtivas e destrutivas que se observam na presença de ondas estacionárias. Algumas experiências variando-se minimamente a posição do tweeter identificam uma condição razoável, ligeiramente inclinado quando posicionado de frente ao plano da placa de microfones, ou colocado em posições não centralizadas (FIG. 3.15). O critério usado para escolher o posicionamento alternativo é direcionar o eixo central do tweeter para fora da região em frente da placa de microfones, em um ângulo mínimo para que a pressão sonora do tweeter não seja muito diminuída em um ângulo de visada diferente de zero grau (quanto maior a inclinação, menor a pressão sonora - FIG. 3.5, neste capítulo). Fazendo assim, mesmo que haja reflexões na placa dos microfones, elas são direcionadas para fora do eixo central (onde encontra as camadas de espumas), evitando que sejam refletidas de volta pelo tweeter e em seguida pela placa novamente e assim por diante. Este procedimento simples leva à observação de resultados menos extremos, mas exige um pequeno aumento da potência fornecida pelo amplificador ao tweeter.

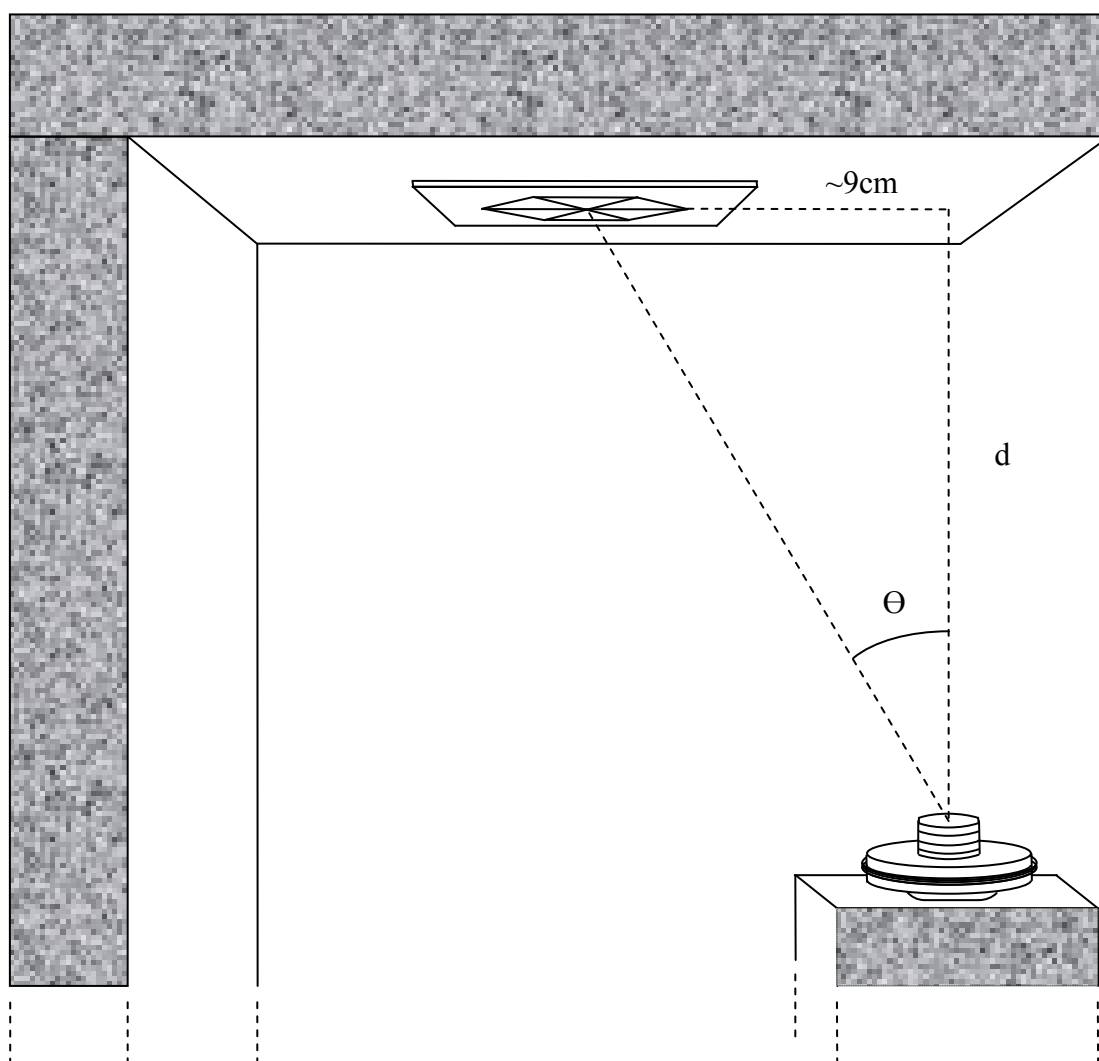


FIG. 3.15 - Montagem com deslocamento entre tweeter e matriz. Ângulo  $\hat{\Theta}=24^\circ$  para  $d=20\text{cm}$  e  $21^\circ$  para  $d=23\text{cm}$ ).

### 3.9 - Metodologia adotada para a avaliação dos transdutores

O método se baseia na comparação do desempenho de transdutores acústicos com o desempenho de emissores acústicos conhecidos. De posse de um transdutor com as características próximas às que se queira reproduzir em um protótipo, a validação é feita por comparação entre eles, contando com que o método de medida ofereça precisão suficiente para o nível de conclusões a relatar. São exemplos destes níveis, se o transdutor for um protótipo inicial, protótipo para certificação em laboratório primário, ou secundário, ou produto pronto para comercializar, sendo de classe comercial, ou

industrial, ou militar. Em qualquer uma destas situações, o principal requisito para um método comparativo deste tipo é a repetibilidade nos valores medidos, em condições controladas e idênticas.

O método proposto é composto de três fases, sendo uma de calibração relativa entre os microfones, mais duas fases de avaliação de setores dos diagramas de propagação, primeiro com o transdutor de referência, depois com um transdutor a ser avaliado (para ser validado como boa aproximação do modelo). As diferenças entre os dois diagramas obtidos já fornece indícios sobre o caminho a ser trilhado na correção do protótipo em termos de sua geometria e das dimensões, que influam na diretividade.

Na primeira fase, o procedimento de **calibração** in-situ é feito com a fonte sonora próxima do eixo central da matriz dos microfones, a uma distância de 180 cm, para que as diferenças de posição (ângulo) entre os microfones não sejam significativas a ponto de alterar os valores captados pelos mesmos. O ideal é usar um emissor de som omnidirecional para esta calibração, mas mesmo usando um que seja pouco diretivo, a esta distância o raio da esfera correspondente à propagação da onda já tem raio consideravelmente grande para considerar a onda plana. Soma-se a isso a proximidade dos microfones entre si, na matriz, o que diminui o ângulo entre eles, em relação ao emissor.

As **duas avaliações** de setores dos diagramas de propagação que se seguem à calibração são feitas a uma distância próxima de 20 cm, distante o suficiente para evitar a região de “*nearfield*”, mas ao mesmo tempo próximo o suficiente para detectar as diferenças de pressões sonoras entre sinais de microfones, devido à distribuição espacial dos mesmos (variação pressão x ângulos).

Tanto na calibração quanto nas duas tomadas de medidas para comparação, os valores captados pelos microfones passam por processos de normalização. Todos são divididos pelo valor captado pelo microfone localizado no centro da matriz (denominado mic0) – detalhes na FIG.3.21 adiante. O sinal deste não passa por nenhum canal de multiplexador, ele é levado direto a uma entrada de conversão A/D, para ser exposto a uma quantidade menor de possíveis causas de distorções, interferências e ruídos. Desta forma, ele se torna uma referência de qualidade para balizar a confiabilidade dos sinais

de todos os outros microfones e será usado então para normalizar as medidas de todos. Além disso, durante o processo de aquisição de sinais, o microfone central é amostrado junto com todos os 12 conjuntos de microfones que se alternam para chegar aos outros 3 canais de conversão, podendo ser submetido a médias mais longas que garantem menor variância às suas medidas. A normalização ocorre de formas complementares em fases diferentes do método:

-- Durante a primeira fase, de calibração (distância de 180 cm), é avaliado um fator multiplicativo que ajusta todos os microfones para o mesmo valor, estando expostos a sinais idênticos, em condições idênticas. Para tanto, o valor medido por cada microfone é dividido pelo valor medido pelo microfone de referência e invertido, para obter um fator multiplicativo de calibração, para cada canal.

$$\text{FatorDeCalibração} ( n ) = 1 / [ \text{PressãoMicrof} ( n ) / \text{PressãoMicrof} ( 0 ) ] \quad (3.6)$$

Um microfone que tenha o dobro de sensibilidade do mic0, por exemplo, obtém um fator de calibração de 0,5 a ser aplicado no início do processamento, para compensar sua sensibilidade a mais. Todos os eles devem ser testados para selecionar os mais ajustados entre si (máx = mín x 4). O mic0 tem sempre 1,0 como fator de calibração.

- Durante as fases de medida de pressões sonoras dependentes da posição, os valores captados por cada microfone são multiplicados pelo fator de calibração e em seguida, já compensados em suas diferenças de sensibilidade, têm suas medidas normalizadas ao serem divididas (novamente) pelo valor do padrão (mic0). Desta forma, o microfone central sempre exibirá o valor 1,0 e todos os outros receberão valores que indicam o quanto são maiores ou menores que esta referência, ou seja, todas as medidas são relativas a uma referência central.

Para verificar a consistência do processo, repete-se a aquisição de sinais para calibração dos microfones, com todas as variações de frequências e amplitudes, em campo aberto. Um terreno gramado (FIG. 3.16b) é conveniente por ser pouco reflexivo, sem construções altas no entorno. Para manter a distância padrão de 180cm foi usado um tripé para fotografia, na falta do apoio mecânico da câmara de espumas (FIG. 3.16a).

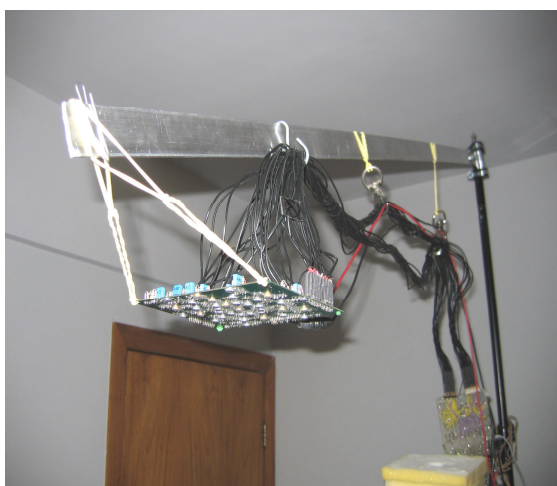


FIG. 3.16<sup>a</sup> - Placa com a matriz de microfones e os 37 cabos (um por microfone) posicionados por um tripé. Na figura abaixo, a seta aponta para a mesma matriz.



FIG. 3.16b - Calibração em campo aberto, a seta indica visada direta entre tweeter e a matriz.

Os ensaios foram conduzidos às 4h da manhã para contar com o silêncio, possível apenas depois de cessadas as atividades humanas do campo aberto escolhido. As interferências provocadas pelo vento e por animais de hábito noturno foram contornadas por uma repetição de numerosos ensaios, o que limitou o número de combinações de frequências e intensidades e posições (inclinações do tweeter) a um mínimo necessário para obter médias e comparar com as condições mais satisfatórias obtidas em câmara de espumas.

As vantagens da calibração feita desta forma são notáveis, nas quais que se destacam:

1 – Baixo custo, por dispensar o uso de sensores e equipamentos calibrados e certificados, já que as medidas são todas relativas e normalizadas. O sistema desenvolvido também possibilita usar sensores calibrados, nas situações em que se necessita de medidas absolutas exatas e em consonância com modelos teóricos.

2 – Medidas relativas compensam as variações que ocorrem em comum a todos os sensores, como por exemplo, a variação da intensidade acústica emitida pelo transdutor em teste (tweeter), assim como as diferenças de intensidade acústica média entre o transdutor de referência e o que está em avaliação.

3 – Compensação das variações com a temperatura, pois a calibração é rápida e feita pouco antes das medidas. Se a calibração é feita em um dia frio e as medidas em outro dia, mais quente, as diferenças entre os coeficientes de variação com a temperatura dos sensores e dos circuitos analógicos envolvidos causariam desvios diferentes em cada canal. Para evitar isto, podem ser usados sensores e circuitos compensados para variações com a temperatura, mas têm custo muito mais elevado.

### **3.10 - Circuito para Geração de Sinais**

Os sinais de frequência fixa a serem empregados devem ser ondas senoidais com a maior pureza possível (sem distorções, energia mínima em harmônicas diferentes da 1<sup>a</sup>), pois alguma harmônica pode se submeter a ressonâncias mais difíceis de prever e compensar. O primeiro parâmetro de escolha para estes sinais é a frequência. Dos testes preliminares, em 12 kHz se vê maior variabilidade nos valores medidos e restrições na identificação de distorções nas formas-de-onda após amostradas. A visualização é bem crítica em tela de computador, para as maiores frequências. Já foi discutida a adequação técnica de se usar frequências de ensaio abaixo de 8,0 kHz, relativa à taxa de amostragem de 48 kHz, para se obter 6 ou mais amostras por ciclo. Se mostram convenientes, pelos vários fatores mencionados, as frequências de 6,4 kHz, 7,2 kHz e 8,0 kHz. Esta faixa de frequências conduz à escolha pelos transdutores acústicos do tipo

tweeter para reproduzir tais sinais, pois ficam abaixo do seu limite superior da faixa plana de reprodução (as frequências não são altas o suficiente para se perceberem atenuações). O uso de frequências no limite superior tem o intuito de que apareçam, nos diagramas de propagação acústica, lobos frontais destacados, com curvaturas acentuadas (maior diferenciação mensurável de pressão acústica à medida que se afasta do eixo ortogonal ao plano do elemento vibrante). Uma vantagem adicional dos tweeters pode ser considerada, por ter dimensões reduzidas, pois se aproxima mais de uma fonte pontual, além de facilitar e estabilizar o seu posicionamento durante os procedimentos de calibração e medidas.

A faixa de frequências escolhida para os testes é conveniente também para os microfones de eletreto, pois se localiza na região plana do gráfico de resposta em frequências captáveis (>12kHz, em todos os comercializados). Isto afasta a necessidade de incluir no circuito um filtro para a equalização da resposta em frequências. A faixa escolhida possibilita o trabalho também com hidrofones de faixa larga, calibrados, pois estão acima dos limites inferiores de frequência dos mesmos. Estes poderão servir em trabalhos futuros como referência de maior precisão em algumas medidas (BRUEL & KJAER, 2006).

Entre os tweeters disponíveis, devem ser evitados os que não mostram montagem mecânica robusta (plásticos frágeis, mal encaixados) e os que têm ressonâncias em alguma frequência. O tipo selecionado é denominado como driver de compressão. É uma boa opção também por alcançar maiores potências. Os dados mostrados neste trabalho são obtidos usando o modelo D202 Ti, marca JBL/Selenium (JBL, 2012), com diafragma de titânio (FIG. 3.17). Para maior estabilidade de posicionamento, não deve ser acoplada uma corneta à sua boca. Cornetas são basicamente casadores de impedâncias, pois elas aumentam a transferência de potência por aproximar a impedância acústica da fonte à impedância do meio. Se as medidas são normalizadas, nada se alteraria.

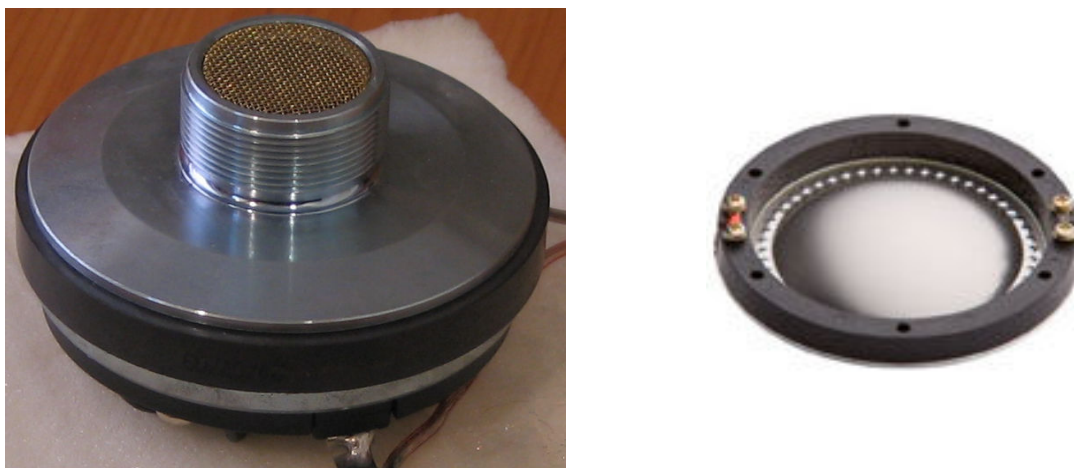


FIG. 3.17 – Tweeter de Compressão, com diafragma de titânio (fotografados pelo autor)

Um sinal senoidal de grande precisão (em frequência e forma-de-onda) para ser emitido pelo tweeter durante sua avaliação é gerado por um conjunto com microcontrolador do tipo MC68HC908QY4 (FIG. 3.18) ligado a um conversor de digital para analógico, AD7533, de 10 bits, dos quais se utilizam os 8 bits menos significativos (este não é um componente crítico, pois os parâmetros dos sinais empregados se enquadram com folga). Um programa em linguagem Assembly envia uma sequência de valores tabelados em 8 bits de uma onda senoidal pura, para uma porta digital, ligada aos bits mais significativos do conversor para analógico. A saída deste conversor, que fornece uma corrente elétrica para cada valor digital, é levada a um amplificador operacional, LM308N, para ser convertida em tensão ( $V_o = 10K \cdot I_o$ ). Este sinal é filtrado pela compensação de frequências interna, através do capacitor de 6,8 pF ligado ao pino 8, visto no diagrama. Além disso, este amplificador operacional diminui a impedância de saída, para se adequar à entrada do amplificador de potência sem perdas de tensão.

O sinal gerado para realização de cada ensaio tem sua estabilidade garantida pelo uso de um cristal de quartzo, inicialmente de 20 MHz, como frequência-base do controlador. Com o sequenciamento de 156 valores instantâneos de onda senoidal, usando as instruções mais rápidas do Assembly, se ajusta uma frequência de 8,01 kHz na saída. Com cristais de outras frequências se altera a frequência da onda senoidal produzida.



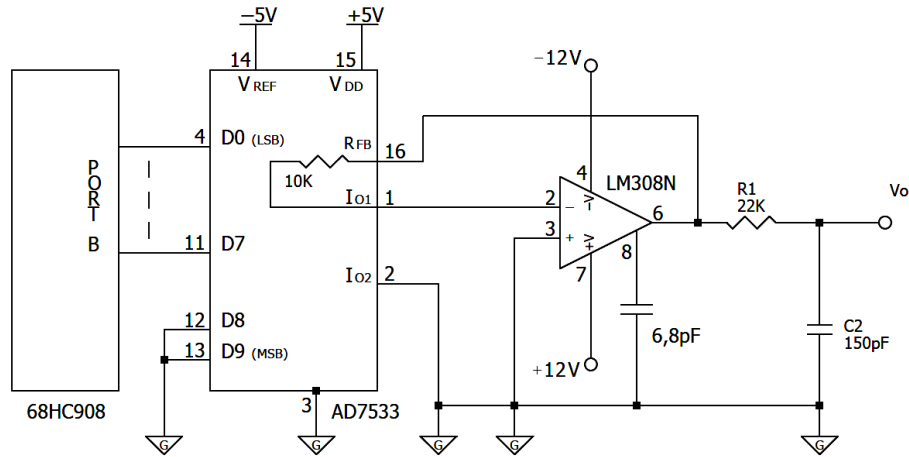


FIG. 3.18 - Gerador Senoidal: microcontrolador(68HC908), conversor D/A(AD7533) e filtro passa-baixas ativo com amplificador operacional(LM308) - desenho do autor

Este sinal é amplificado por um circuito integrado TDA 1514 (50W), FIG. 3.19, especial por causar pouca distorção. Veja o conjunto de geração de sinais na FIG. 3.20.

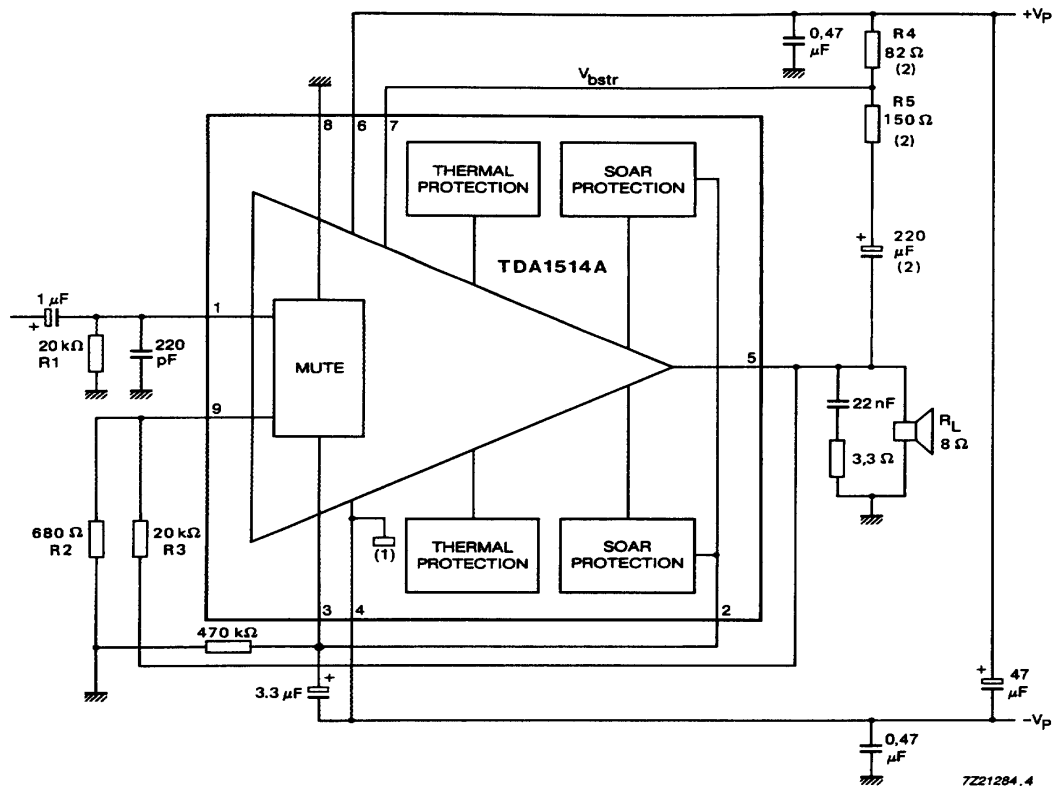


FIG. 3.19 – Amplificador de alta fidelidade, TDA 1514 (fonte: Philips Semiconductors)

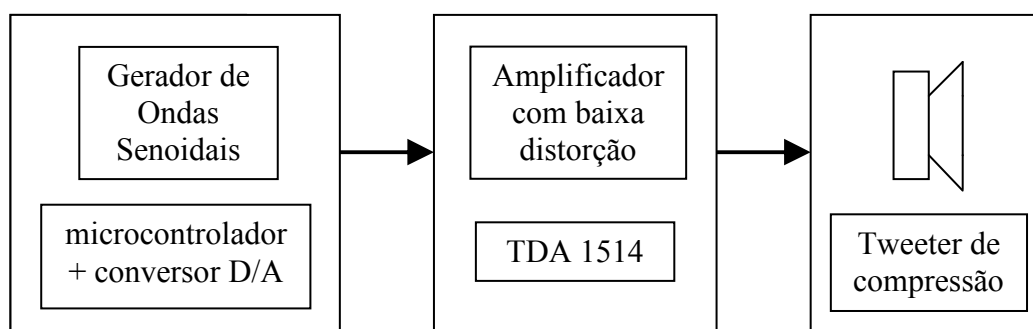


FIG. 3.20 – Diagrama em blocos do gerador de sinais senoidais completo

O critério de ajuste da potência fornecida pelo amplificador ao tweeter a cada ensaio pode ser mantido flexível, nas proximidades da metade da potência máxima, pois isto não influi nos resultados. As medidas finais são lineares com relação variações da intensidade do sinal, e isto começa com o amplificador utilizado, de baixa distorção. No final do processo são registradas medidas relativas entre os vários microfones, devido ao procedimento de normalização dos valores medidos com relação ao valor do microfone central (mic0). Isto torna secundário o valor exato da potência.

### 3.11 - A Matriz de Microfones de Eletreto Construída

A matriz de microfones construída deve atender a uma série de pesquisas instrumentais em Acústica. Ela torna possível colocar em prática diversos algoritmos de processamento de sinais, dos mais simples que usam apenas filtros temporais para redução de ruídos até os mais complexos que exploram a informação de fase entre os sinais dos microfones, como os filtros espaciais ou a recepção com formação de feixes (“*beamforming*”). Neste trabalho, são feitas medições de pressões acústicas em pontos distribuídos, levando em conta somente as amplitudes médias de tensões presentes nos terminais dos microfones individuais, sem levar em conta as fases entre eles, sendo submetidos a ondas sonoras de frequência fixa. Como consequência do exposto, não há necessidade de tomar amostras simultâneas em todos os microfones de uma só vez (“*simultaneous sampling*”, como especificado em manuais de sistemas de aquisição de sinais), ou garantir um sincronismo exato neste processo, para ter controle sobre as relações de fase entre os sinais adquiridos.

Sendo possível manter as condições mais relevantes de teste estáveis e isoladas de interferências consideráveis, pode-se favorecer a estacionariedade destas medidas de amplitudes se amostradas todas em um intervalo de tempo pequeno (o tempo total obtido é da ordem de um segundo). Desta forma, a aquisição dos sinais pode ser feita por partes, chaveando, entre vários pequenos grupos, aquele que será convertido e armazenado e guardado em memória digital. Fazendo um ciclo de medidas e retornando daí a um tempo a um mesmo microfone, quanto mais curto este tempo maior a probabilidade das medidas se manterem muito próximas das captadas no ciclo anterior.

A escolha da quantidade de microfones está relacionada com resolução espacial requerida e com o alto custo por canal de conversão A/D (detalhes mais adiante, nesta seção). Um total de 37 microfones de eletreto são montados com uma disposição mostrada na FIG. 3.21, acompanhando os lados de 3 hexágonos concêntricos com 12 microfones cada um, mais um microfone central. A configuração adotada e a interligação do restante do circuito conduz a ver a matriz como uma distribuição radial, composta de 12 raias de 3 microfones em linha, mais o microfone central. São feitas medidas simultâneas para cada conjunto de 4 microfones composto do microfone central mais 3 microfones adjacentes, da mesma linha. Foi necessário chavear os conjuntos com o uso de um multiplexador de múltiplas saídas, para posteriormente (via software) filtrar e compensar as medidas individuais de cada microfone em separado.

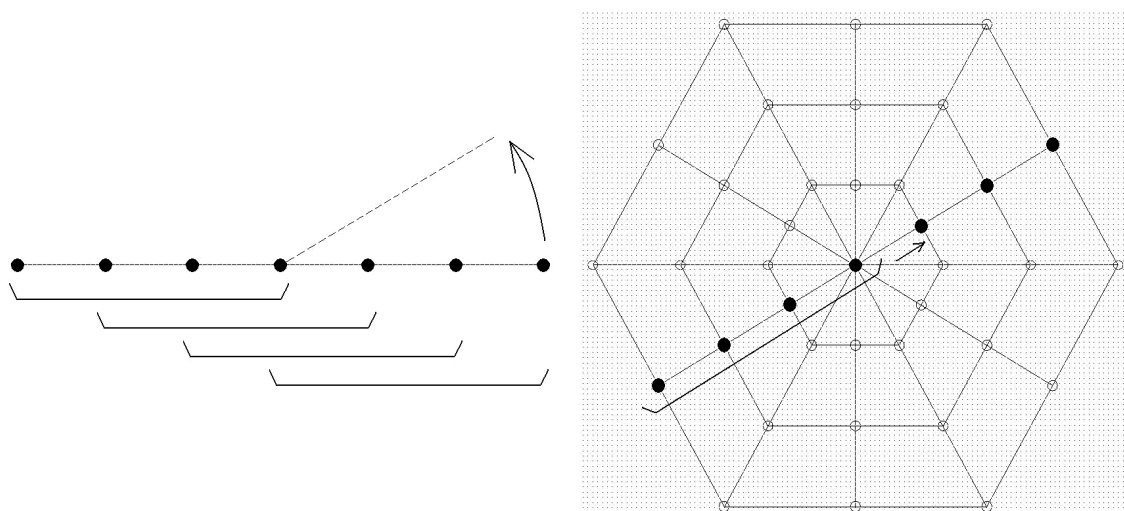


FIG. 3.21 – Varredura (multiplexação) dos 37 microfones, de 4 a 4, com superposição entre os conjuntos de 4 microfones adjacentes.

Um ciclo de aquisição com superposição (FIG. 3.21) se compõe de:

- seleção dos sinais de 4 microfones iniciais, (170 ciclos x 6 amostras/ciclo = 1024 amostras)
- conversão de 1024 amostras, armazenando cada valor convertido em memória digital  
 $(1024 \text{ amostras}) \times (1/48000 \text{ segundos/amostra}) = 21,333 \times 10^{-3} \text{ segundos}$   
 $(8000 \text{ períodos/segundo}) \times (21,333 \times 10^{-3} \text{ segundos}) = 170 \text{ períodos de senóide}$
- comutação dos controles de seleção para o próximo conjunto de 4 microfones adjacentes, para conversão e armazenamento idênticos (mais 1024 amostras x 4 microf.)
- ao fim dos 4 conjuntos de uma linha, passar para outro eixo 30 graus adiante, varrer este eixo também de 4 em 4 microfones e assim sucessivamente varrendo todos os 6 eixos da matriz. Note que sempre é incluído o microfone central em todos os conjuntos.

Saltando apenas um microfone a cada vez, pode-se obter 4 conjuntos superpostos a cada uma das 6 direções, num total de 24 conjuntos de medidas. Desta forma, é criada a possibilidade de se fazer a formação de feixes em um número maior de conjuntos de 4 microfones amostrados simultaneamente (a serem processados como sub-feixes) (FREESE, 2003), mas isto vai além do escopo deste trabalho. Para fazer medidas de amplitudes sem levar em conta o sincronismo de fase, este processo é acelerado amostrando os 4 primeiros microfones e os 4 últimos de um eixo (com superposição apenas no microfone central) e varrer as 6 direções de 30° em 30° na metade do tempo.

A concepção do tipo de matriz de microfones e da sua geometria é anterior ao início deste projeto, como parte de um conjunto maior de usos possíveis para a matriz. A cada solução corresponde um montante de investimentos em componentes eletrônicos, equipamentos e software (associado com seu custo computacional). A configuração do subsistema de sensores e condicionamento de sinais escolhida para este trabalho tende a favorecer a resolução de medidas, com um número relativamente grande de sensores e direções contempladas, mas ao mesmo tempo permite simplificar o restante do sistema.

Uma disposição de microfones em retícula uniforme retangular, como vista na FIG. 3.22, exploraria as distribuições espaciais das ondas sonoras apenas em duas direções (X e Y) na aquisição de sinais. Esta retícula poderia ter formato retangular, com mais

microfones em um dos dois eixos, para obter maior resolução espacial em uma das direções que na outra. Uma configuração em retícula com inclinação de  $30^\circ$ , com número menor de microfones pode ser vista como sendo formada por triângulos, em uma treliça hexagonal (destacada na FIG. 3.23). Os microfones são deslocados, a cada nível, em metade da base de cada triângulo. Isto favorece as resoluções em três direções, não mais em duas apenas, libertando-se do padrão retangular de coordenadas. É uma forma alternativa de uso desta mesma matriz, pensada como mais econômica para uso com amostragem simultânea, reduzindo de 37 para 19 canais de conversores A/D. Em um próximo passo neste critério, a FIG. 3.24 (a mesma matriz) permite ver a segmentação da matriz em 6 círculos concêntricos de 6 sensores cada, com resolução favorecida em 6 direções, pois há deslocamentos de  $30^\circ$  entre dois anéis (pode ser interpretado como 12 sentidos, se visto a partir do centro). A matriz usada em Sanford (2008) é interpretada também como círculos concêntricos, mas em deslocamentos de  $60^\circ$ , favorecendo portanto apenas 3 direções (ou 6 sentidos). Também é possível separar os microfones em distribuições radiais, como 12 raios, que é a forma adotada neste trabalho (FIG. 3.21). Existem matrizes construídas com distribuições esparsas ou helicoidais, que têm outras vantagens em aspectos específicos das aplicações em que se inserem.

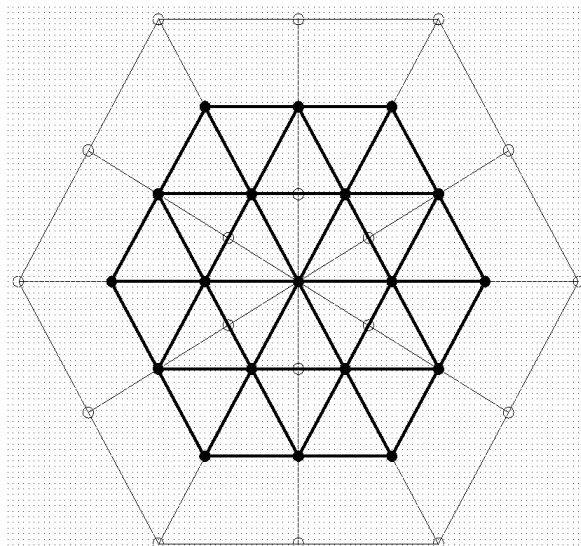
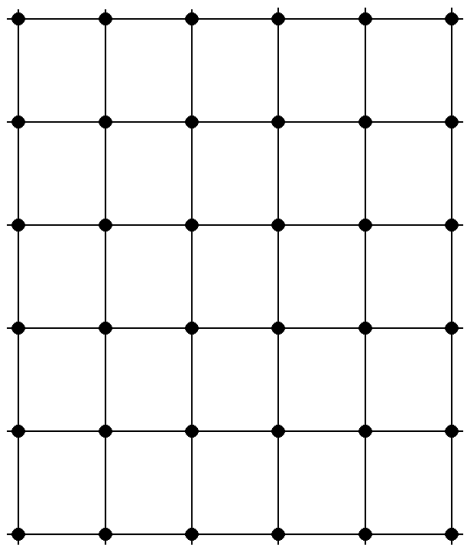


FIG. 3.22- Matriz quadrada, 36 mics.

FIG. 3.23- Destaque para hexágono, 19 mics.

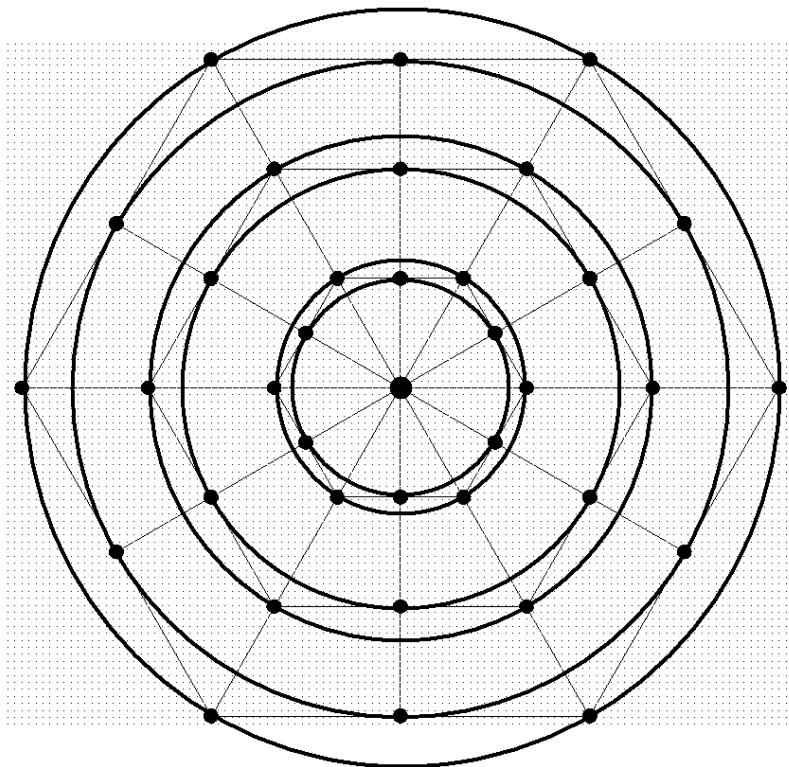


FIG. 3.24 – A mesma matriz da FIG. 3.21, com 37 microfones, considerados em círculos concêntricos (deslocados de 30 graus a cada anel)

O posicionamento relativo entre os microfones foi direcionado pelos seguintes critérios:

- 1) A distância mínima entre eles, limitada pelo diâmetro externo. Isto poderia ser problema nas posições mais próximas ao centro da matriz, mas com os microfones obtidos, com 5 mm de diâmetro, este critério foi satisfeito (se tornaria crítico com diâmetro de 10mm, medida do modelo mais comum no mercado).
- 2) Os valores das dimensões se mostram mais exatos ao se encaixar na grade de medidas do software para desenho da placa de circuito impresso, em milésimos de polegadas, levando em consideração os erros individuais de posicionamento para cada microfone neste caso.
- 3) Dimensões totais reduzidas, para ser portátil e para caber em uma câmara de isolamento acústica de espuma, para não haver necessidade de uma câmara anecóica de alto custo e grandes dimensões.
- 4) Distância máxima entre 2 microfones (para uso futuro com algoritmos de *beamforming* – seção 3.5 - usando o critério de Nyquist para “amostragem espacial”)

$$d_{\max} < \lambda / 2 \quad , \quad \text{onde} \quad \lambda = c / f \quad , \quad (3.7)$$

$$c = \text{velocidade do som no ar} \approx 331.4 \text{m/s} + 0,61 \cdot t_{\text{ar}}$$

$$f = \text{frequência máxima da onda sonora} = 8 \text{ kHz}$$

- se  $t_{\text{ar}} = 20^\circ \text{ C}$  (condição típica)  $\Rightarrow c = 344 \text{ m/s}$ ,

$$\text{então, } \lambda = c / f = 344 / 8000 = 43 \text{ mm}$$

$$\text{assim, } \lambda / 2 \text{ em } 8 \text{ kHz} = 21,5 \text{ mm.}$$

- se  $t_{\text{ar}} = 10^\circ \text{ C}$  (condição rara)  $\Rightarrow c = 338 \text{ m/s}$ ,

$$\text{então } \lambda = c / f = 338 / 8000 = 42,3 \text{ mm}$$

$$\text{assim, } \lambda / 2 \text{ em } 8 \text{ kHz} = 21,1 \text{ mm. (valor mínimo, no pior caso)}$$

Diante das considerações acima, a distância máxima de 20,9 mm entre dois microfones em uma linha (desviada para menor para se encaixar em um número inteiro de milésimos de polegadas), é então estabelecida como escolha para este projeto, sendo menor que  $\lambda/2$ , obedecendo ao critério de Nyquist para resolução espacial. Neste tipo de aquisição, o tempo que uma onda leva entre o instante que chega a um microfone e o instante em que alcança o próximo é o equivalente ao tempo entre duas amostras de um sinal analógico, que determina a frequência máxima permitida no sistema sem o efeito de “*alias*”, ou mascaramento.

A frequência de teste é limitada por alguns aspectos nesta linha de avaliação:

A) Frequência máxima para o  $\lambda/2=20,9\text{mm}$  escolhido (prevendo uso em *beamforming*)

$$f_{\max} = c / \lambda = 344 / (2 \times 20,9) \text{ mm} = 8,2 \text{ kHz} \quad (t_{\text{ar}} = 20^\circ \text{ C, condição típica}) \quad (3.8)$$

$$f_{\max} = c / \lambda = 338 / (2 \times 20,9) \text{ mm} = 8,1 \text{ kHz} \quad (t_{\text{ar}} = 10^\circ \text{ C, condição rara})$$

B) A escolha da frequência mínima tem relação com a sua influência na diretividade das ondas emitidas pelo tweeter. Para qualquer transdutor plano, quanto maior a frequência, menor o ângulo com relação ao eixo ortogonal ao plano do transdutor em que a potência cai para a metade (atenuação de -3dB). Essa medida, em 8 kHz, para um transdutor de 10 mm de raio, já seria bem aberto, ( $< 45^\circ$ ). Para não ter esta região de maior pressão acústica muito aberta, as frequências devem as maiores possíveis, perto de 8 kHz.

C) Há que se localizar os microfones fora do campo próximo de emissão do tweeter.

Foram feitos estudos que afastam este problema em potencial, mas aponta as frequências mais altas como mais favoráveis quanto a isto. Ao aumentar a frequência, o comprimento de onda diminui, o campo próximo é mantido pequeno.

As frequências de testes próximas a 8 kHz são suficientes para evitar a existência de nulos no campo próximo. A título de exemplo, se for usado um transdutor com as mesmas dimensões que o tweeter selecionado para este trabalho (raio  $a = 10\text{mm}$ ), para exibir um comportamento como a da FIG. 3.25c ( $\lambda = a / 4$ ), teríamos:

$$\lambda = 10\text{mm} / 4 = 2,5\text{mm} \quad \text{e então} \quad \underline{\text{freq}} = c / \lambda = 340 / 0,0025 = \underline{136 \text{ kHz}},$$

Esta frequência, na faixa de ultra-som, faria aparecerem 3 nulos no modelo de campo próximo (FIG. 3.25-c). Se a frequência usada aqui é menos que 1/17 desta (8 kHz), o comprimento de onda é mais que 17 vezes maior, e a relação  $a/\lambda$ , que determina quantos nulos existirão no modelo de campo próximo, resulta em um valor menor que 1, condição suficiente para não haver nulos (Moser, 2009), (KINSLER, 2000). Por outro lado, frequências maiores, e conseqüentemente relações maiores de  $a/\lambda$ , produziriam diagrama de propagação com lobo frontal mais destacado (veja capit. 2, FIG. 2.21)

Neste trabalho:

$$\text{freq} = 8 \text{ kHz} \Rightarrow \lambda = c / \text{freq} = 340 / 8000 = 42,5\text{mm} \Rightarrow \underline{a / \lambda} = 10\text{mm} / 42,5\text{mm} = \underline{0,23}$$

melhor que este gráfico

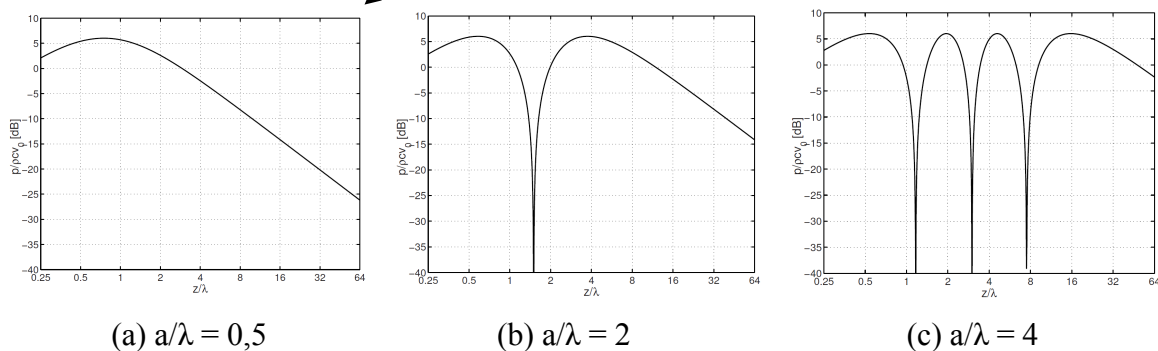


FIG. 3.25 - Campo próximo, evolui de formas diferentes, se alterar  $a/\lambda$  (Moser, 2009)



São fortes os argumentos para usar microfones de eletreto (HUMPHREYS, 2003), por serem de dimensões reduzidas e apesar disto oferecer boa sensibilidade e resposta plana em frequências até 8kHz (alguns modelos prometem alcançar 20kHz e os mais limitados vão até 10kHz). Foi escolhido um tipo para telefone celular com terminais soldáveis em placa que confere confiabilidade posicional (FIG. 3.26), entre os tipos disponíveis no mercado. Os sinais presentes nos terminais destes microfones são de baixa intensidade (na ordem de algumas dezenas de milivolts), apesar de existir, integrado em seu encapsulamento, um pequeno pré-amplificador (FIG. 3.27) com um transistor de efeito de campo (FET), para um primeiro ganho de potência.

As sensibilidades destes pequenos microfones variam com a temperatura e devem ser compensados. Os motivos são: o FET interno aos microfones não é configurado com uma polarização que estabilize o ganho com relação às mudanças de temperatura; o material sensível de um microfone de pequenas dimensões conta com uma camada muito estreita de eletreto. Se esta variação média com a temperatura for conhecida e com pouca variância, pode-se compensar isto via software, se necessário.

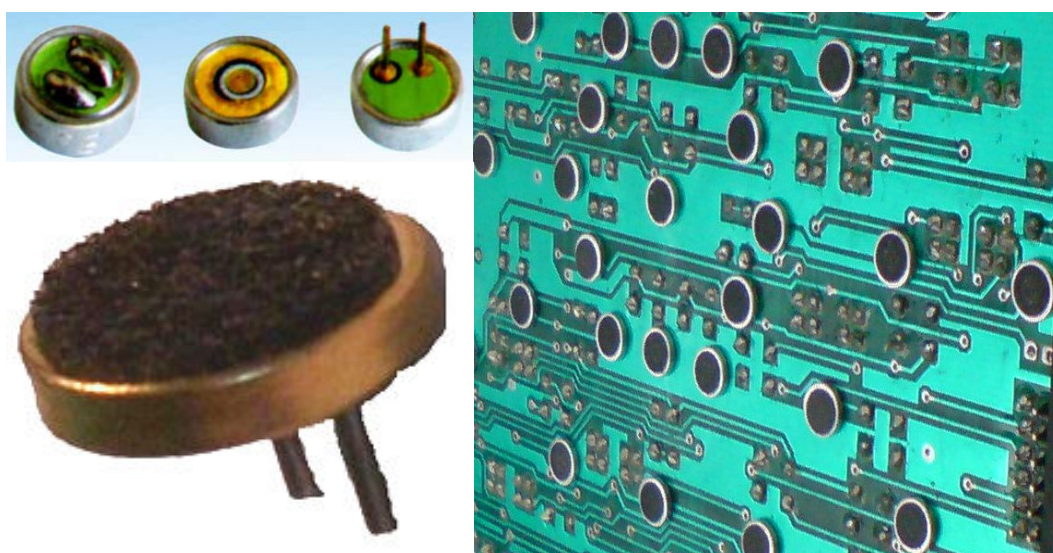


FIG. 3.26 - Microfones de eletreto para telefone celular, para diferentes formas de soldagem, com destaque para o tipo escolhido. À direita, já montados em placa.

A placa onde os microfones e seus circuitos de pré-amplificador foram acomodados foi especificada com espessura na metade da mais usual de mercado (mas que é comum ser

vista em aparelhos de telefonia celular) devido ao comprimento reduzido dos terminais dos microfones, e para compor um conjunto leve para melhorar o posicionamento. Foi escolhido o uso de fibra de vidro, bem mais resistente que a alternativa de fenolite (plástico), para compensar a pouca espessura e manter a estabilidade dimensional.

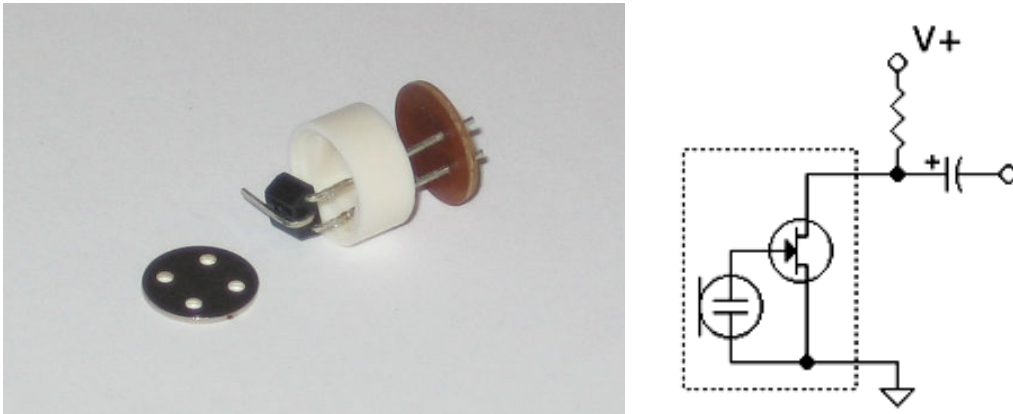


FIG. 3.27 - Microfone de eletreto desmontado, mostrando seu pré-amplificador interno (transistor de efeito de campo - FET) ; à direita, o diagrama esquemático do mesmo incluindo a necessária fonte de alimentação externa (“phantom power”).

Ainda assim necessitam de um estágio de pré-amplificador adicional (FIG. 3.28), com ganho de aproximadamente 70 vezes para atingir a ordem de grandeza da faixa de tensões coberta pelo conversor A/D. Os níveis de tensão aceitos nas entradas do Kit de DSP seguem o padrão de áudio do tipo “line-in” ( $1 V_{\text{pico}}$ ) das entradas de amplificadores de áudio e de placas de som de computadores pessoais.

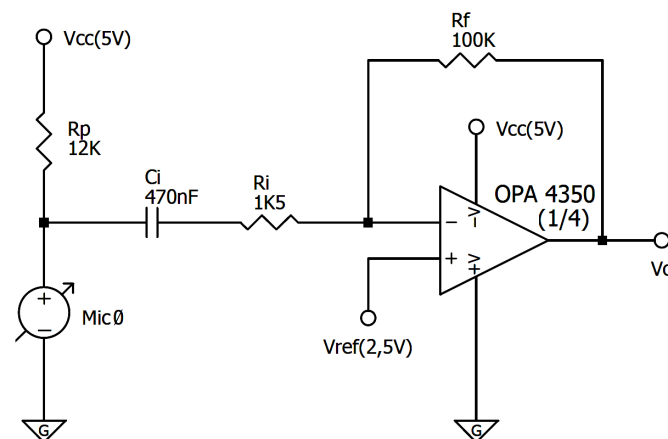


FIG.3.28 – Diagr. do pré-Amplificador com amplificador operacional (ganho= -  $R_f/R_i$ )

O modelo de amplificador operacional selecionado para o circuito de pré-amplificador é o OPA 4350 da Texas Instruments, por oferecer baixos valores típicos de nível de ruído e erro de offset, característicos de amplificadores operacionais de precisão. Eles foram escolhidos prevendo o uso com hidrofones de menor sensibilidade e antecipando a adequação à maior faixa dinâmica dos sinais quando a mesma matriz for usada em sistemas do tipo pulso-eco, pois nestes casos os sinais retornam com baixíssimos níveis de potência. Seu alto limite em frequências de operação, 38MHz, antecipa seu uso também com transdutores de ultra-som para acima de 100 kHz sem atenuações.

### 3.12 - Amostragem e conversão dos sinais dos microfones

Os sinais dos microfones já pré-amplificados são levados a um multiplexador analógico (ou chaveador, ou concentrador, ou simplesmente MUX) com 36 entradas e 3 saídas (FIG. 3.29). Este é necessário para usar um menor número de entradas de conversão A/D, independente do número total de microfones (na busca de uma solução de baixa complexidade e baixo custo).

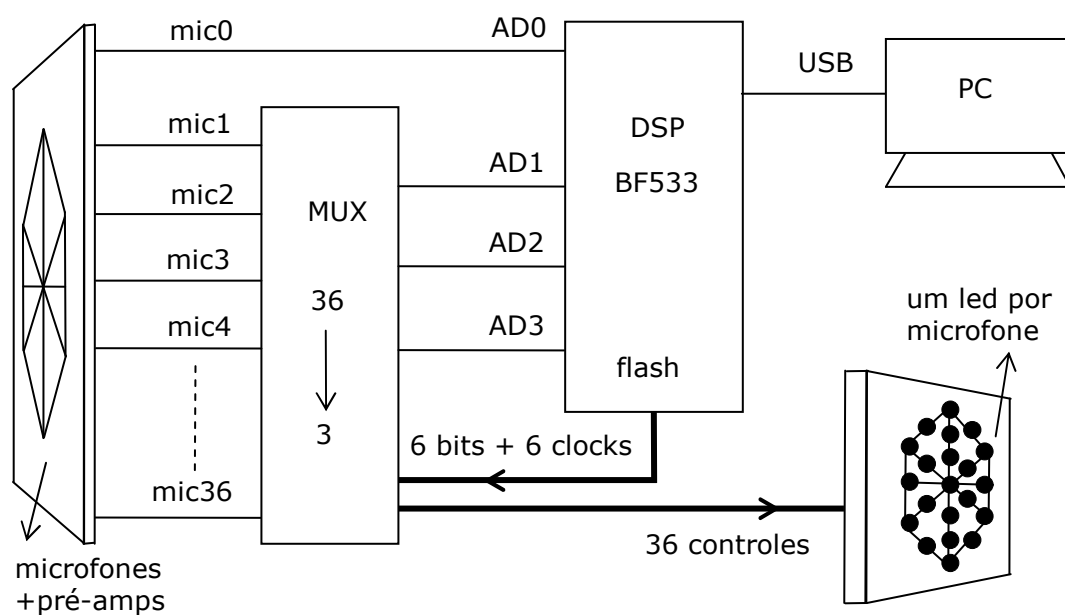


FIG. 3.29 – Diagrama em blocos do hardware

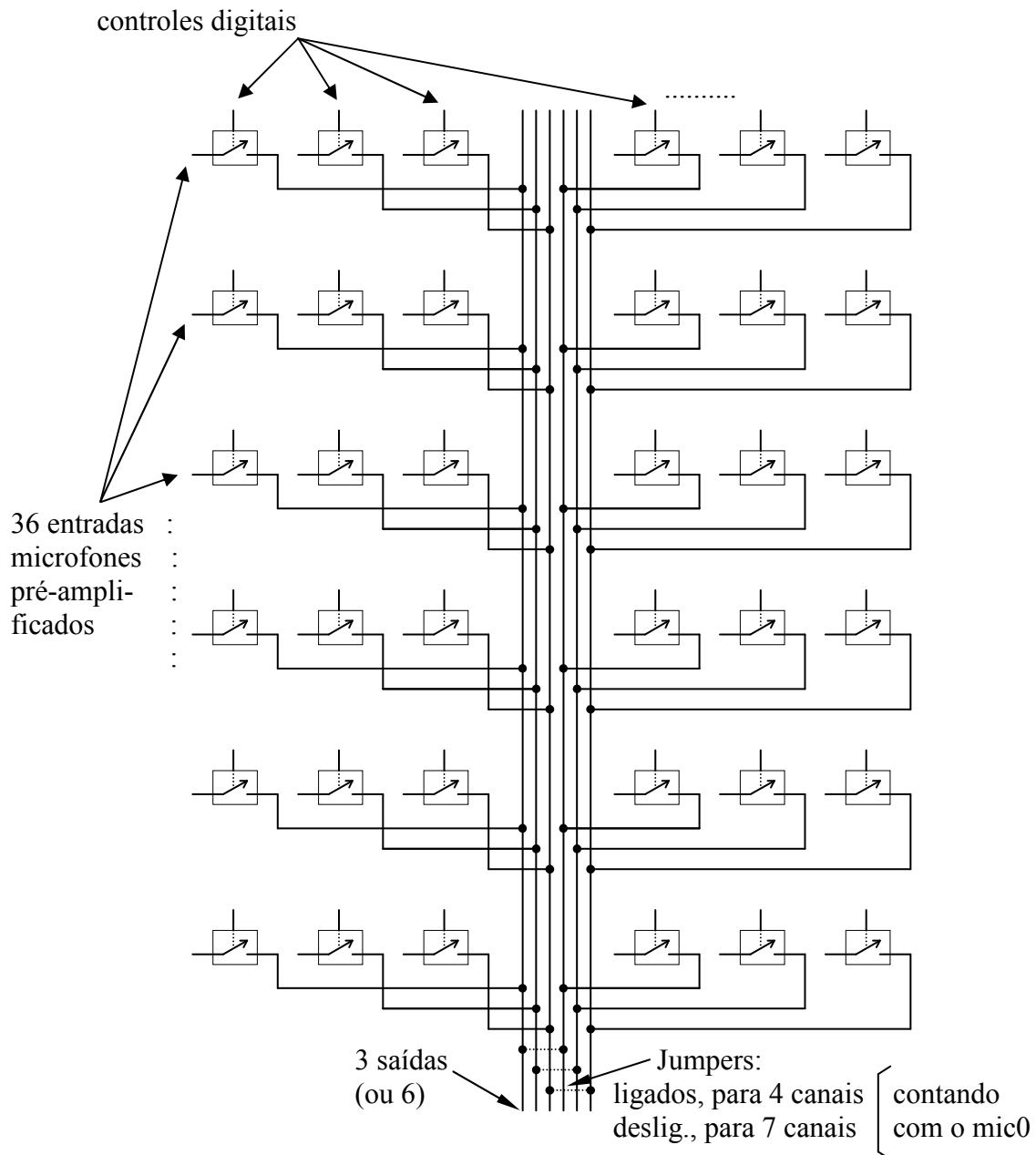


FIG. 3.30 - Diagrama de blocos do circuito do multiplexador (MUX)

No total são 37 canais que devem se tornar 4 canais, sendo que um dos 37 não é chaveado (mais especificamente, o microfone colocado na posição central, o microfone0, ou mic0). Ele não passa pelo multiplexador, pois é amostrado sempre, junto com cada conjunto de 3 microfones selecionados pelo multiplexador a cada instante. Desta forma, ele se torna uma referência mais estável para calibração dos outros, com relação à mencionada estacionariedade dos sinais. Há possibilidade de se amostrar os 7 microfones de uma linha de uma só vez (FIG. 3.30), se for usado um sistema de aquisição analógica com mais canais de entrada. Sete canais de conversão A/D seriam

suficientes, seis vindos do MUX mais um direto do mic0 (é mais comum encontrar dispositivos com 8 canais de entrada). Neste caso, devem ser interrompidas as ligações identificadas na figura como “jumpers”.

O circuito do multiplexador é composto por 9 circuitos integrados do tipo CD4066 que contém 4 chaves analógicas. Cada uma destas 36 chaves é comandada individualmente por um controle digital (no alto da FIG. 3.30). Os controles ativados em um instante são visualizados em uma placa com leds, com o mesmo formato da matriz de microfones (fig. 3.29). Quando seu controle passa do estado “desligado” (nível lógico “0”) para o estado “ligado” (nível lógico “1”), a resistência elétrica entre os terminais de uma destas chaves do MUX muda de isolante para condutor, ou seja, sua resistência elétrica cai de  $100 \times 10^6$  ohms para 200 ohms. Desta forma, podem ser selecionadas, a cada instante, somente 3 destas chaves em estado “ligado” para estarem em contato com os canais de saída, apontados na extremidade inferior do mesmo, vindos percorrendo toda a extensão vertical, no meio do diagrama. Todas as chaves não selecionadas fazem com que as outras entradas analógicas fiquem isoladas do barramento de saída. Neste diagrama, uma linha com 6 chaves analógicas corresponde a um eixo de microfones da matriz, sem considerar o microfone central. Ligando as três chaves da esquerda e depois as três da direita, já fica completa a varredura dos microfones de um eixo. As linhas que se sequenciam, neste diagrama, correspondem a cada eixo radial da matriz.

O controle deste sequenciamento exposto é feito por meio de uma configuração de 6 “palavras” de 6 bits (CD\_1 até CD\_36, na FIG. 3.31). Elas são armazenadas em circuitos integrados do tipo SN74LS174, registradores de 6 flip-flops tipo “D”, com “clock” comum. Uma “palavra” de 6 bits (que comanda uma linha inteira do MUX, FIG. 3.30) é enviada simultaneamente às entradas de todos os registradores por meio de uma saída digital (“port”) programável bit a bit vindo do Kit de DSP (PA0\_B até PA5\_B), associado à sua memória Flash. Outros 6 bits vindos do mesmo tipo de “port” (veja os sinais de “clocks”, na FIG. 3.31) recebem alternadamente pulsos (0-1-0) para gravar o valor instantâneo das entradas “D” para as saídas “Q” dos flip-flops. Estes “clocks” determinam qual das 6 “palavras” de 6 bits será modificada a cada instante. Envia-se assim os 36 bits de 6 em 6, rapidamente (varredura em alguns microssegundos), definindo com nível lógico “1” os controles dos três canais que serão transmitidos pelo multiplexador e o restante com “0”. A organização do sequenciamento

destes bits é sincronizada pelo software com a seqüência de instruções para captura dos sinais e processamento, controlada pelo DSP. O algoritmo de sequenciamento destes sinais de controle, e a sua relação com as seqüências de aquisição de sinais, podem ser vistos na listagem do programa, no apêndice A, ao final desta tese, com sua inserção no processo como um todo detalhado no item 3.13, mais adiante neste capítulo.

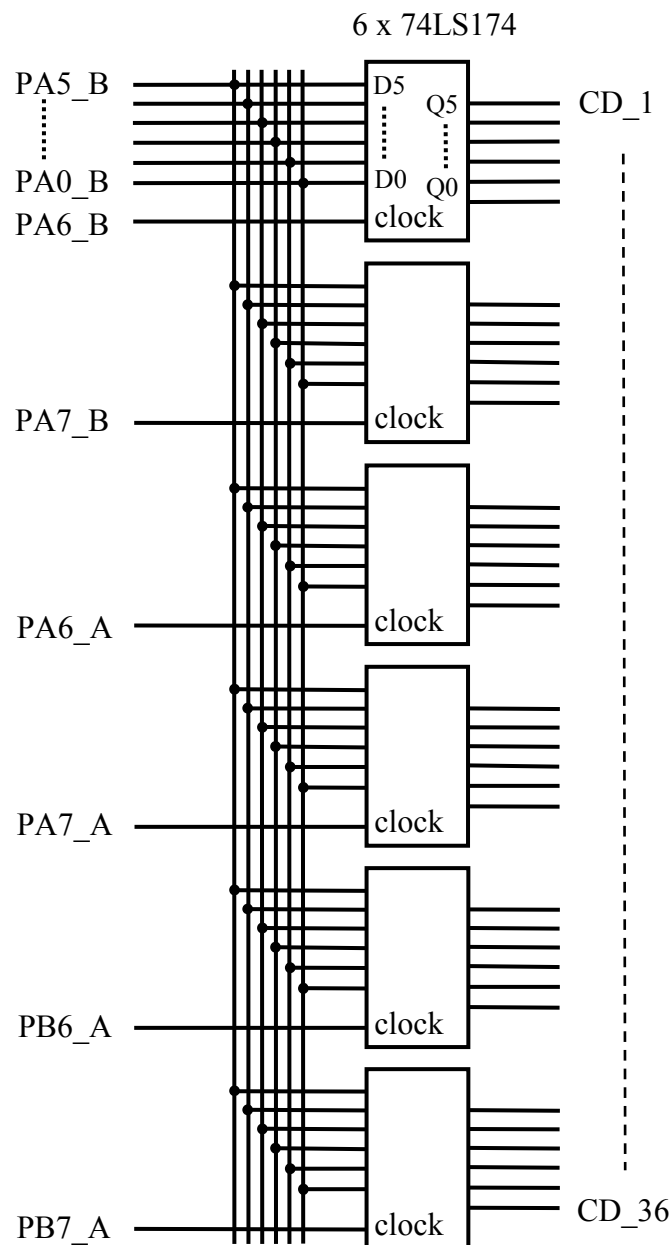


FIG. 3.31 – Diagrama em blocos do registrador de 36 bits que memoriza os controles das chaves analógicas do MUX.

As três saídas do multiplexador, mais o sinal do microfone central, são ligados aos quatro canais de conversão para digital de um kit de desenvolvimento (FIG. 3.32) para o DSP do tipo BF533 do fabricante Analog Devices (ANALOG DEVICES, 2006). Este modelo foi selecionado pela sua vocação em trabalhar com múltiplos canais de sinais de áudio e vídeo e por permitir expansões futuras com relação à capacidade de processamento. As possíveis otimizações neste sentido ficam propositalmente adiadas para manter o foco nos aspectos científicos deste trabalho, em seu escopo adequado.

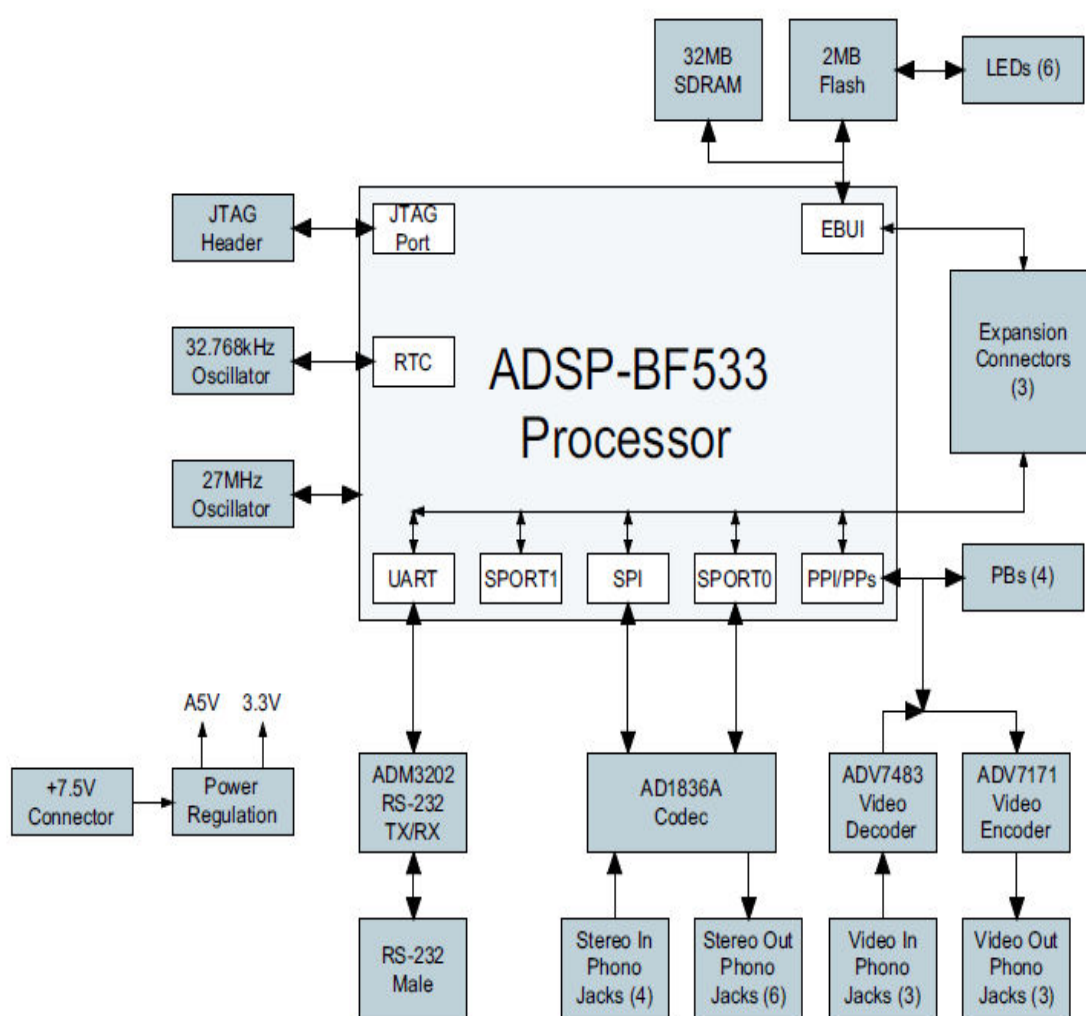


FIG. 3.32 – Diagrama em blocos do kit de desenvolvimento para DSP do tipo BF533 (ANALOG DEVICES, 2006).

O Kit de DSP inclui circuitos que fazem o condicionamento de sinais nas entradas de áudio, antes de chegarem aos conversores A/D. Os sinais passam por um filtro passa-baixas com frequência de corte abaixo da metade da taxa de amostragem, chamado de filtro anti-imagem ou anti-alias. Em seguida, um circuito somador ajusta a tensão de “zero” e o ganho para que as tensões instantâneas em torno deste “zero” permaneçam dentro da faixa de tensões requeridas na entrada do circuito integrado com conversor A/D, modelo AD1836, da Analog Devices (Codec, FIG. 3.32). Sobre a escolha da taxa de aquisição, de 48 kHz, e a resolução de cada amostra, de 16 bits, é feito o detalhamento na seção 3.5, que esclarece as relações destes parâmetros com os algoritmos de Processamento de Sinais usados.

Como em todos os sistemas de medição de alta sensibilidade, os ruídos térmicos e as interferências causadas por outras fontes estarão presentes, mas podem ser filtrados. Para os ruídos térmicos (aleatórios), por exemplo, é suficiente um procedimento de média de valores medidos em um grande número de ciclos consecutivos. O objetivo deste trabalho não é mostrar o diagrama de propagação em tempo real, mas todo este processo de varredura não deverá demorar mais que um segundo. Podem ser usados filtros individuais em cada conjunto de amostras de cada microfone, não se limitando ao filtro de média, que é o mais simples dos filtros digitais. Ao final do processo de aquisição, os resultados são exibidos em diagramas de radiação em 3 dimensões, nos quais o conjunto das informações pontuais de pressões acústicas passa antes por procedimentos de interpolação para suavizar o gráfico. Esta é, claramente, mais uma etapa de filtragem, feita com base em uma distribuição de pontos, com identificação de funções e formatação da representação gráfica. Isto poderia ser feito diretamente pelo software embutido no Kit de DSP e exibido em display conectado à sua saída de vídeo (veja na FIG. 3.32, o bloco mais em baixo, mais à direita, “*Video Out*”).

O circuito de multiplexação implementado permite a amostragem dos sinais de 4 microfones a cada posição das chaves analógicas. Estas sub-matrizes de 4 microfones podem ter suas sequências de amostras conjugadas via software, explorando suas diferenças de fase para obter informações mais direcionais (“*beamforming*”). Cada bloco de 4 microfones passa a ser visto como um microfone de maior diretividade, em posições virtuais na área da matriz. Serão 24 sub-matrizes, ou microfones virtuais direcionados (individualmente, por software) ao ângulo onde se posiciona o emissor



acústico, ao invés de se considerarem isoladamente os 37 microfones omnidirecionais. Assim podem ser obtidas medidas distribuídas em um número menor de posições, mas com atenuação das interferências vindas de direções indesejadas no ambiente. Poderia ter sido necessário também o uso de filtros adaptativos separados para cada microfone, pela possível presença de distorções ou interferências mais severas que o ocorrido, dependendo do ambiente de propagação de ondas. Por prever também tais extensões se justifica a seleção de um DSP de alto desempenho, neste trabalho.

### **3.13 – Algoritmos de Sequenciamento de Ensaios:**

Para o sistema de avaliação de distribuição espacial da pressão acústica proposto, a automação dos passos é essencial, pois viabiliza a sistematização da evolução dos ensaios e o relacionamento entre os dados de uma forma organizada. Em resumo, o programa desenvolvido para tal, em linguagem C para o DSP, controla:

- o sequenciamento de bits da interface de saída digital que comanda o multiplexador,
- a aquisição de amostras ordenando-as em matrizes na memória RAM,
- a Transformada de Fourier, complementada por filtro de janelamento,
- a gravação via USB de sequências de dados, em arquivos para leitura em Matlab.

Tais tarefas são detalhadas em seguida para melhor entendimento, convenientemente evitando os detalhes de programação de baixo nível (quase Assembly) para configuração dos recursos de hardware específicos do kit de DSP, como conversor A/D para áudio, os dispositivos de comunicação deste conversor com o processador central e formatos de buffers no preenchimento de memória com valores das amostras:

1) Controle do multiplexador pelo DSP, usando 12 bits disponíveis na interface de memória Flash (“*flash flags*”), manipulados individualmente, para chavear os canais analógicos e assim selecionar os conjuntos de microfones a amostrar a cada intervalo de tempo. São respeitados os tempos de estabilização das chaves analógicas de tecnologia CMOS, estritamente avaliados para assegurar a não interferência das mudanças bruscas dos sinais digitais nos processos de fina precisão dos caminhos de sinais analógicos.

Por outro lado, devem ser tempos curtos o suficiente para que algumas repetições do processo de amostragem de toda a matriz ocorram em menos de 10 segundos. Para ativar cada conjunto de 4 microfones (incluindo o central) é enviado um conjunto de 36 bits de controle (6 x 6 bits) para o MUX (detalhamento visto neste mesmo capítulo, item 3.12). Para cada um destes conjuntos de 4 microfones que é ativado, é executada a sequência de operações descritas nos itens 2 e 3 a seguir.

2) Amostragem de sequências de 1024 valores de cada uma das 4 entradas analógicas, compensando as diferenças entre as mesmas. No kit utilizado, há inversão de sinal (+/-) em dois canais (provavelmente para facilitar o uso dos 4 canais como 2 canais diferenciais). Também se observa uma diferença de aproximadamente 31% a mais no ganho em dois canais relativamente aos outros dois (possivelmente devido a algum direcionamento destas duas como canais de menor sensibilidade - 2 canais traseiros de sistemas de “cinema em casa”, por exemplo). É necessário aplicar um fator multiplicativo de aproximadamente 1,3 e inverter as duas entradas em questão (veja listagem trecho do programa, a seguir). Estes fatores individuais para ajustes finos de escala das entradas analógicas devem ser avaliados de forma antecipada usando ondas triangulares (que também servem para certificar a linearidade do conversor A/D). Na mesma listagem pode ser vista também a função que faz o truncamento de 32 para 16 bits, já justificada anteriormente (“trunc\_fr1x32”). Ela busca um valor de 32 bits em um vetor de amostras, VCh0 a VCh3, e escreve 16 bits em outro vetor do tipo “inp\_LeftCh\_x”. A organização destes dados em memória RAM já é feita em adequação à Transformada de Fourier.

```
inp_LeftCh_0[i] = trunc_fr1x32(VCh0[i]);
inp_RightCh_0[i] = trunc_fr1x32(VCh1[i] * (+1.000433)); // ajuste fino
// ajustes de escala do circuito de entrada
inp_LeftCh_1[i] = trunc_fr1x32(VCh2[i] * (-1.31429));
inp_RightCh_1[i] = trunc_fr1x32(VCh3[i] * (-1.31373));
```

Os valores são tomados repetidamente em curto intervalo de tempo para que se possa posteriormente calcular médias em condições idênticas e atenuar os erros aleatórios do sistema de conversão para digital. As médias de um bloco de amostras são comparadas

com outras médias tomadas com diferença de alguns minutos (tempo não controlado pelo DSP) com o intuito de verificar a estacionariedade das medidas.

3) Cálculo da Transformada Rápida de Fourier (FFT), de implementação direta, do tipo Radix-2, com 1024 pontos sem superposição de intervalos de tempo (“*overlap*”). Em seguida, é feita extração do módulo (ou valor absoluto) a cada ponto, complementada por janelamento por filtro retangular. Não faz diferença neste caso aplicar outras janelas mais complexas que se usam para compensar “frequency leakage” (janelas de Hanning, Hanning, Kaiser, entre outras) (BENESTY 2008), portanto opta-se pela economia de custo computacional, sempre visando o uso futuro de plataformas de processamento com melhor relação custo-benefício.

4) Transmissão de um arquivo com uma sequência de 1024 amostras de cada microfone (no domínio do tempo), do Kit de DSP para o computador de mesa, através de uma porta USB de alta velocidade. É enviado também um arquivo com as magnitudes da harmônica principal da Transformada de Fourier (domínio das frequências), organizadas com uma linha para cada conjunto de 4 microfones, totalizando 24 linhas (são 24 conjuntos se é feita a varredura com superposição). Este bloco de 24 linhas e 4 colunas com magnitudes da harmônica principal é repetido 10 vezes em um arquivo.

São registrados 3 conjuntos destes 2 arquivos descritos, nas mesmas condições (com intervalo médio entre os mesmos de 15 minutos). Repetem-se estes 3 conjunto de 2 arquivos para várias condições de testes, variando entre as 3 frequências escolhidas (8,0/7,2/6,4 kHz) , entre 3 potências de emissão (próximas da metade do volume do amplificador), e 3 distâncias (180cm, 20cm e 23cm). Todos os arquivos são de texto sem formatação, adequados para leitura no Matlab.

O objetivo de se enviar o arquivo com as 1024 amostras no domínio do tempo é confirmar a validade das operações matemáticas feitas pelo DSP, pela visualização também em Matlab, das transformadas de Fourier e das ondas em forma não filtrada. Em todos os conjuntos de amostras se observam ondas senoidais bem aproximadas.

O tempo de resposta para uma varredura completa de aquisição, processamento e armazenamento de dados passa de um segundo. Sendo assim, não há um volume de operações que seja crítico, em se tratando de sistemas microprocessados. Para se ter uma idéia, é avaliado assim o tempo de um ciclo inteiro para os 37 microfones:

- 1) Com a amostragem dos sinais sendo feita a 48 kHz, temos uma amostra de 4 microfones a cada  $1/48000$  segundos, aproximadamente 20  $\mu$ s.
- 2) Fazendo o cálculo da FFT com 1024 pontos, então temos um bloco de amostras para este cálculo a cada  $1024 \times 20 \mu$ s, ou aproximadamente 20 ms.
- 3) considerando que o tempo de cálculo da Transformada de Fourier usando o DSP é desprezível em comparação ao tempo entre duas amostras, podemos fazer todo o ciclo de medidas (sem superposição entre submatrizes adjacentes de microfones em uma mesma linha), em tempo total assim avaliado:

$$T_{\text{varr}} = 6 \text{ direções} \times 2 \text{ conjuntos de 4 microf} \times 20 \text{ ms} = 12 \times 20\text{ms} = 240 \text{ ms} \quad (\ll 1\text{seg})$$

São levadas em conta as atenuações ocorridas nos sinais devidas às diferenças de sensibilidade entre os microfones, compensando-as individualmente, por software, de forma relativa à sensibilidade do microfone central (veja seção 3.9). Tais diferenças são significativas mesmo se são adquiridos todos os microfones de um mesmo modelo de um só fabricante, mesmo sendo todos dentro de um mesmo lote de fabricação. Estas compensações para cada microfone (tabela de coeficientes) são registradas em um procedimento único de calibração para um conjunto de emissor-receptores. Os ensaios de calibração são muito parecidos com os de medição propriamente dita, gerando os mesmos tipos de arquivos para uso com o Matlab. A diferença está no uso que se faz dos valores registrados em arquivos.

### 3.14 - Pós-processamento e geração de gráficos em Matlab

Alguns procedimentos para processamento das grandezas acústicas e conversão para medidas relativas são feitos em Matlab. Compreendem as médias temporais para melhorar a relação sinal/ruído, as normalizações das medidas e a interpolação da coleção de medidas para melhorar a representação em gráficos. Também é repetida a análise de espectro através de FFT, para comparar com os resultados da mesma operação a partir da biblioteca de funções em linguagem “C”, do DSP, executada em grande velocidade para garantir a estacionariedade dos sinais.

As superfícies que mostram a distribuição das pressões sonoras na região da matriz de microfones são mostradas e interpretadas no cap. 4. Fazendo as conversões dos conjuntos de dados já interpolados para coordenadas esféricas, são obtidas as representações em três dimensões de setores do diagrama polar de radiação.

São obtidas, à parte da sequência que lida com as variáveis acústicas objetivadas, as representações gráficas de evolução temporal das medidas e de suas derivadas, para detectar os intervalos de maior estabilidade térmica. Também em Matlab são avaliadas as medidas estatísticas de desempenho ao final de todo o processo.

A compreensão de toda a extensão da funcionalidade dos programas estará completa com a visualização dos resultados que estes apresentam, no capítulo 4. Aqui é feita uma apresentação geral das listagens do Apêndice B, com as suas funções detalhadas:

#### B.1 - VarreCal647280\_ArLivre\_Media\_RetoDeslocK.m

Gera arquivos com os coeficientes de calibração de cada microfone, em separado para cada combinação de frequência e amplitude em fase de aquisição (3 freq x 3 ampl = 9 arquivos para a calibração dos procedimentos de medida feitos em condições idênticas). Os dados de aquisição de pressão acústicas usados para calibração são tomados a uma distância de 180cm (como visto anteriormente). As amplitudes captadas por cada microfone são normalizadas, passam por filtro de média e são plotadas em 3º eixo (as outras duas coordenadas são as posições dos microfones na matriz), apenas com o intuito de detectar resultados notadamente incoerentes.

### B.2 - VarreMedida\_Alto23\_CalMediaK.m

Esta função gera representações gráficas das medidas em 3 dimensões, já calibradas. Para tanto usa os arquivos com os coeficientes de calibração para ajustar as amplitudes captadas por cada microfone a 20 e 23 cm do tweeter, também em arquivos separados para cada combinação das 3 frequências e 3 amplitudes da fase de aquisição (para duas distâncias, gera  $2 \times 3 \times 3 = 18$  arquivos). As mesmas passam por normalização, por filtro de média, interpolação e são plotadas em superfícies suavizadas que passam pelas pontas dos vetores com origens nas posições dos microfones (vetores em 3º eixo da mesma forma que são gerados em B.1 acima).

### B.3 – plot\_polar.m

Faz a construção de vetores, que têm como origem a posição do tweeter e apontam para as posições de cada um dos microfones, para obter uma representação de setores do diagrama polar de radiação, interpolada em três dimensões (superfície).

## 4 – RESULTADOS E ANÁLISES

### 4.1 – Estudo de Erros na Aquisição dos Sinais

Os primeiros resultados obtidos em sistemas como o empregado, quase sempre mostram erros, que podem ser vistos como desvios acumulados. Uma parte destes erros não se relaciona com o conjunto circuitos eletrônicos desenvolvidos, e sim com o kit de desenvolvimento para DSP adquirido pronto. Estes erros devem ser tratados com soluções específicas para que não interfiram no método de medidas. A título de exemplo, são mostradas aqui duas diferenças entre os 4 canais de conversores A/D disponíveis, para a faixa de áudio, e as suas soluções:

- 1) a inversão de polaridade em dois destes canais com relação aos outros dois,
- 2) a diferença de ganho considerável dos mesmos, com relação aos outros dois

Faz-se necessária, portanto, a pré-calibração individual de cada um dos canais, por software, baseada nos resultados obtidos. Para o modelo de kit de DSP utilizado o fator de escala é de aproximadamente (-1,3) para os canais 2 e 3 em relação aos canais 0 e 1 (estes ajustes são mostrados na seção 3.13).

A conversão para digital pode ter sua linearidade avaliada com o emprego um gerador de ondas triangulares, por ser uma referência visual imediata. Também a título de exemplo, o resultado obtido em primeiros ensaios para o kit de DSP utilizado, é mostrado na FIG. 4.1. Os valores são convertidos com a precisão especificada, e são registrados corretamente na memória, mas são transmitidos de maneira errada via JTAG/USB para um arquivo em computador. Alguns valores são repetidos logo na posição seguinte do arquivo transferido, onde deveria ser visto um valor coerente com a inclinação dos trechos adjacentes (pontilhado, na figura). A explicação mais plausível encontrada em fóruns de discussão pela Internet é que ocorrem duas leituras subsequentes na mesma posição de memória, feitas de maneira incorreta pelo controlador de DMA (acesso direto à memória). Tal erro se deve a uma inadequação da velocidade especificada para a memória Flash presente em um lote destes kits, já

corrigido por uma revisão subsequente. A solução é determinar, na configuração do compilador, que as transferências de dados pela JTAG/USB sejam feitas byte a byte, sem usar as vantagens de aceleração por leitura de lotes de bytes através de buffers (usados para ocorrerem menos latências).

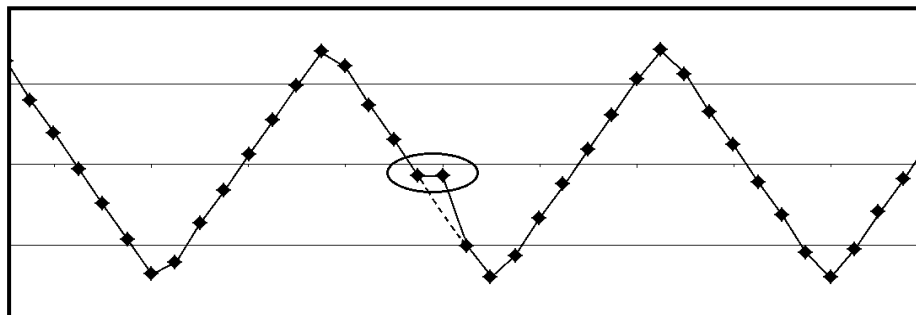


FIG. 4.1 - Sequência de amostras reais, com destaque em um patamar de erro.

Boa parte das aplicações que são desenvolvidas neste kit de DSP negligenciaria tais erros (aquelas que não dependem da exatidão de cada amostra individual). Por exemplo, em aplicações de áudio, o ouvido humano não perceberia as harmônicas de frequência que são geradas por tal distorção, pois aparecem no espectro acima do limite típico da audição humana, 20kHz.

Seguem-se os cuidados com a estabilidade das medidas para favorecer sua repetibilidade entre ensaios. Neste segundo estágio de ajustes, então, o tempo de acomodação térmica do subsistema de aquisição do kit de DSP é verificado nas mesmas condições em que será utilizado, aplicando em suas entradas o sinal do mesmo gerador de ondas triangulares. A partir do instante em que se energiza o sistema, são realizadas as sequências de amostragem típica, sem interrupções, até que se assegure ter sido atingida a estabilidade nos valores médios (quase meia hora depois). Observa-se que, durante os primeiros 3 minutos, a variação de ganho é grande, como pode ser visto na FIG. 4.2, até pouco mais que de 300 ciclos de amostragem (escala horizontal, de 0 a 2500 ciclos). O período de estabilização visível das entradas analógicas acontece a partir dos 1500 ciclos de 1024 amostras (eixo horizontal), tomadas nos 24 conjuntos de 4 microfones (com superposição), a uma frequência de amostragem de 48kHz, sendo assim convertido em segundos:



$$T(\text{estab}) = 1500 \times 1024 \times 24 \times (1/48000) = 1500 \times 512\text{ms} = 768 \text{ s} \quad (\sim 13 \text{ minutos})$$

Ao final desta evolução se vê o ruído de fundo entre  $569 \times 10^6$  e  $570 \times 10^6$  em um fundo de escala igual a  $2147 \times 10^6$  (valor máximo positivo representável em 32 bits com reserva de um bit para identificar sinal positivo ou negativo). O erro percentual devido ao ruído é avaliado então em:

$$er = [ (570 - 569) / 2147 ] \times 100 \% = 0,05 \%$$

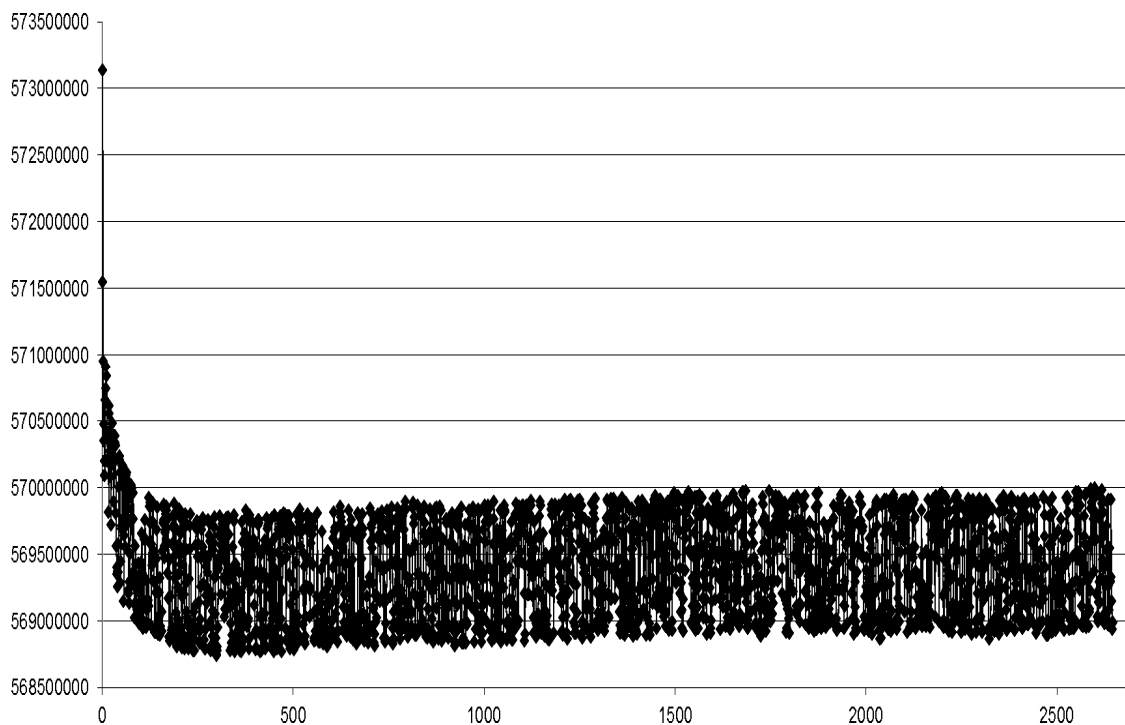


FIG. 4.2 - Estabilização das entradas analógicas (leia sobre as escalas no texto).

Este valor seria comparável com o fornecido por um fabricante de conversores A/D de 12 bits ( $er = \pm 1/2 \text{ LSB}$ ). É uma fonte de ruídos considerável, pois na comparação com o erro de 1 bit especificado em manual para o conversor A/D de 24 bits, o ruído medido é  $2^{12} = 4096$  vezes maior. Isto indica que o limite global de resolução de medidas imposto pelo circuito de condicionamento de sinais, é incompatível. A consequência imediata disto é a possibilidade de truncar todos os valores adquiridos para 16 bits, com folga. Novamente, este ruído também é imperceptível em aplicações de áudio em geral, a que se destina prioritariamente kit de DSP empregado.

É importante mencionar a constatação de que os ruídos originados no ambiente externo não aparecem em nenhum dos ensaios em amplitude maior que o ruído de fundo. Isto se deve à boa isolamento de fora para dentro proporcionada pela câmara de isolamento acústica montada para evitar as interferências por ondas estacionárias, bem mais significativas.

Em seguida, é feita a análise de estabilidade dos sinais dos sensores convertidos para digital. O ruído de fundo cresce para quase o dobro do visto na FIG. 4.2, provavelmente devido ao ganho mais alto no transistor interno para manter a alta sensibilidade dos microfones com pouco eletreto (dimensões diminutas). O filtro de média empregado atenua este efeito, entre outros.

Muitos dos erros podem ser avaliados e compensados, mas o maior desafio está na variação de parâmetros com a temperatura. Isto se agrava pela associação de diversos subsistemas no caminho entre o elemento sensor e o conversor A/D, alguns com coeficientes positivos, outros negativos. O comportamento da associação pode resultar em coeficientes globais positivos ou negativos de variação, dependendo de qual deles for dominante, que podem mudar de valor e de sinal, para diferentes faixas de temperatura. Um exemplo deste comportamento é visto na amostragem dos sinais dos microfones ao longo de algumas horas (FIG. 4.3), mostra ser imprevisível um comportamento de grupo e improvável a compensação destas variações. Diante do exposto, passam a ser opções plausíveis o controle da temperatura do ambiente de ensaios, ou a limitação do tempo total de ensaio, para não ocorrerem mudanças de temperatura ao longo do mesmo. A que for adotada entre estas deve ser somada à espera de um tempo necessário para acomodação térmica do equipamento a partir do momento em que é energizado.

A determinação do tempo de acomodação pode ser feita a partir de gráficos de evoluções temporais das medidas, mas é mais útil mostrar as variações entre as médias obtidas para cada microfone, entre o ensaio atual e o anterior (derivadas), em sequência. Para identificar visualmente os períodos de maior acomodação, no gráfico da FIG. 4.3, cada linha contínua traçada contém a coleção das derivadas para todos os microfones. Os intervalos de maior estabilidade (acomodação térmica do sistema) são aqueles em que as derivadas ficam mais próximas de zero na maior parte dos microfones (a FIG. 4.3 retrata apenas um exemplo, dentre várias sequências de avaliações feitas). O

intervalo com maior estabilidade geral começa sempre após 1 hora depois de energizar o sistema, e permanece assim por aproximadamente 30 minutos. Este período corresponde aos ensaios numerados como 7,8 e 9 (no eixo horizontal com escala de 0 a 25) com intervalos em torno de 10 minutos entre ensaios. Foram registradas variações a partir do instante em que se energiza todo o sistema (medidas normalizadas, variações na escala de -0.0288 a +0.0252, na vertical, ou seja, -2,88% a +2,52%).

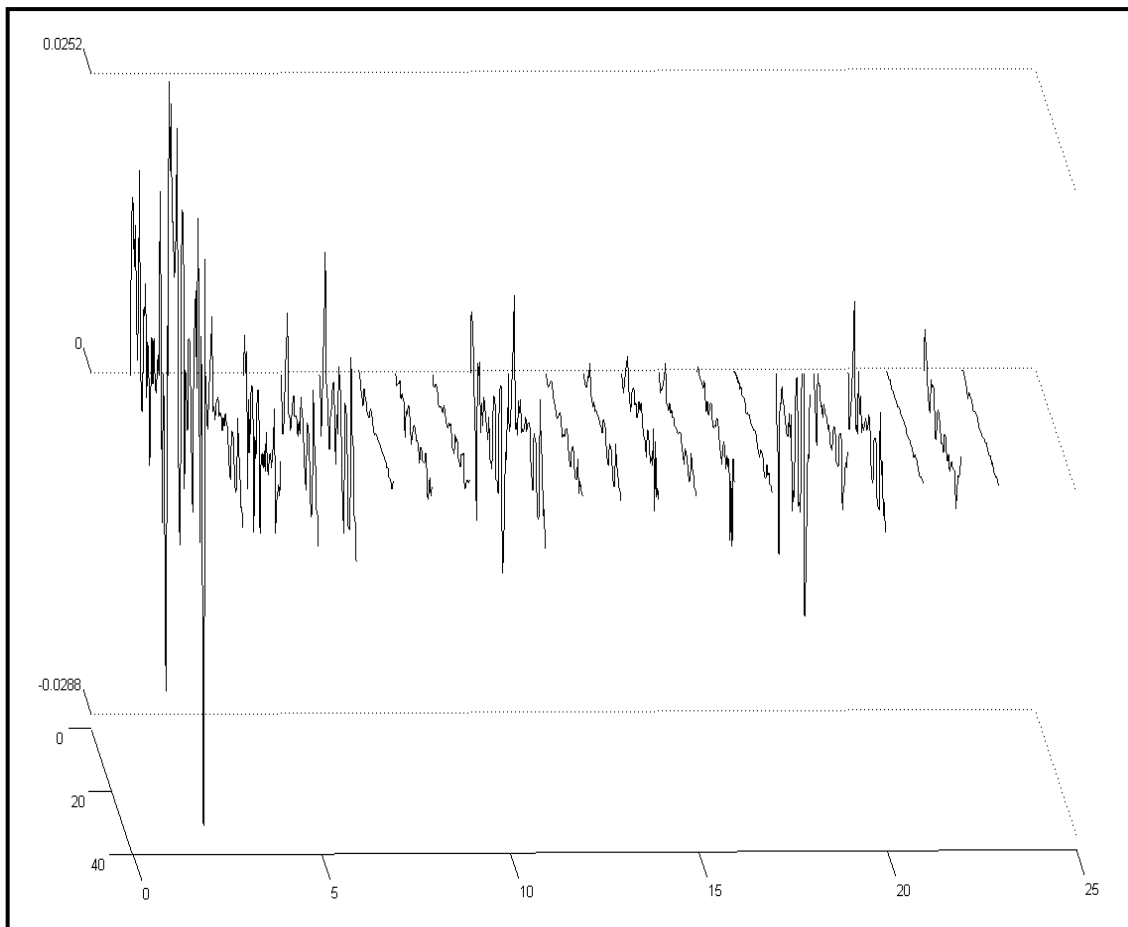


FIG. 4.3 - Sequências variações das medidas, com variações máximas entre -2,9% a +2,5% entre a primeira amostragem e a segunda, em intervalo de 20 minutos. As que se seguem permanecem na escala de +/- 1%. A escala saindo do plano do papel, de 0 a 40, comporta a numeração de 0 a 36 dos microfones.

Para a diminuir as variações das medidas com a temperatura, pode-se usar microfones com maior maior volume do elemento sensível, o eletreto, para diminuir a necessidade ganhos altos no transistor interno ao microfone, que se presume ser o parâmetro que mais varia com a temperatura.

## 4.2 – Gráficos: Distribuição de Pressões Acústicas no Plano da Matriz

Para visualização clara dos resultados em fase de ajustes, um gráfico deve mostrar a geometria da matriz, indicando cada um dos microfones em sua posição, exibindo cores mais “quentes” para os pontos onde há valores maiores de pressão acústica e mais “frias” para os valores menores. Isto ajuda na percepção de tendências localizadas. A FIG. 4.4a traz tal visualização em 3 dimensões, na qual um plano “xy” corresponde às coordenadas de posicionamento dos 37 microfones da matriz na placa de circuito com sua face frontal voltada para cima (pequenos pontos pretos na superfície colorida), e um terceiro eixo “z”, que registra a amplitude de sinal captado em cada microfone, acompanhada pela indicação por cores (valores em “z” relativos ao microfone central, que exibe sempre o valor 1, e todas as outras medidas mostram diretamente o quanto são maiores ou menores que ele). As medidas normalizadas mostram de forma direta a proporção entre as amplitudes, condizente com a escolha pelo método de medidas relativas, utilizadas em comparações. Não são, portanto, medidas absolutas, exatas.

Para que a exibição desta distribuição de amplitudes seja mais completa e independente da forma da distribuição dos microfones na matriz (distribuição radial, em círculos concêntricos, retangular, hexagonal), se faz necessário um procedimento para obter os valores aproximados nos pontos entre os microfones existentes, um algoritmo de interpolação que aproxime a complexa função de distribuição de pressões acústicas, levando em consideração as variações nas duas dimensões. Cria-se uma grade de coordenadas no plano “xy”, em distâncias uniformes (distribuição retangular), com a resolução muito maior que os 37 pontos originais ( $270 \times 270 = 72900$  pontos). Em seguida, para cada ponto desta nova grade, avalia-se a amplitude correspondente (eixo “z”) baseado nos pontos distribuídos na região mais próxima, usando a função de interpolação “cubic spline”, disponível em toolbox do Matlab. A distribuição de pressões acústicas resultante é mostrada como uma superfície contínua, de formas suavizadas, como se houvessem infinitos microfones distribuídos, não apenas nos pontos exatos onde os microfones reais se localizam (FIG. 4.4). Sem a interpolação, o resultado obtido é muito menos esclarecedor, como mostra a FIG. 4.5. Todos os diagramas interpolados terão seus eixos iguais aos da FIG. 4.5, onde são mais visíveis.

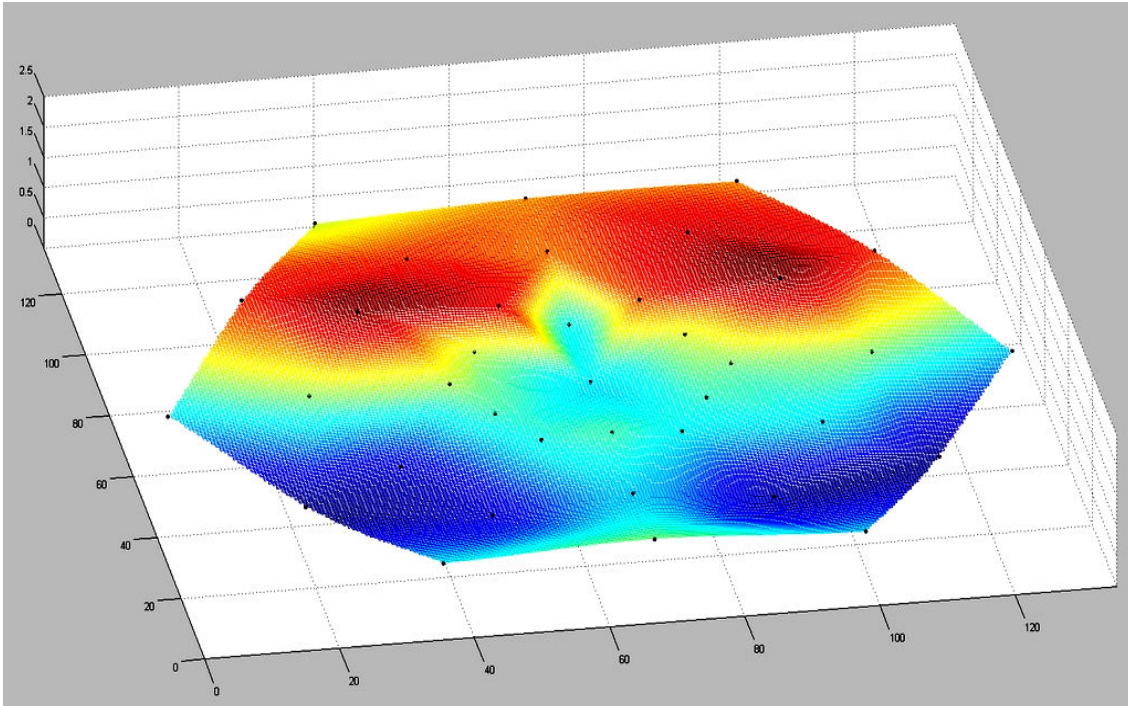


FIG. 4.4 - Distribuição de Pressões Acústicas no Plano da Matriz, com interpolação

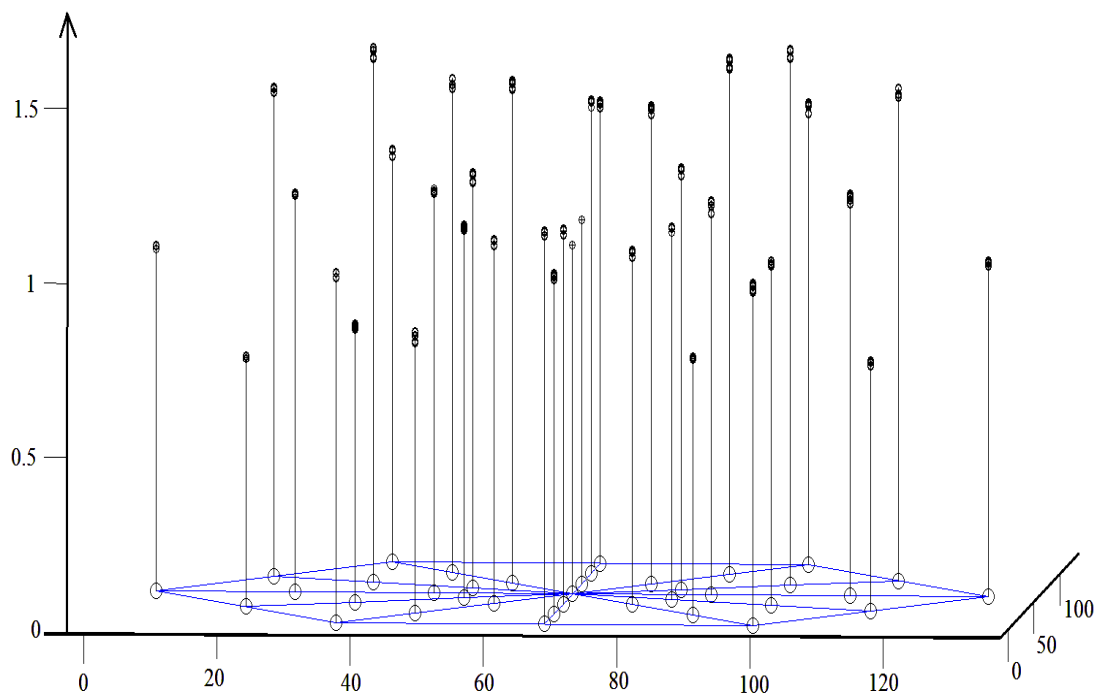


FIG. 4.5 - Distribuição de Pressões Acústicas, sem interpolação. Cada vetor tem sua altura proporcional à pressão sonora de um microfone da matriz.

Nas figuras 4.6 e 4.7 são mostrados dois exemplos de conjuntos de gráficos que auxiliam a interpretação de resultados, de forma visual.

Na FIG. 4.6 (deve ser visualizada com inclinação de  $90^\circ$ ), todos os 9 gráficos correspondem às distribuições dos coeficientes para calibração, obtidos no interior da câmara de espumas. Os pontos mais altos (com cores mais quentes) indicam os microfones em que a sensibilidade deve ser multiplicada por valores maiores para sua compensação, naquela frequência específica. Estes 9 gráficos já são resultantes de médias de 3 ensaios, que mostram muita semelhança entre si, quando plotados individualmente. Cada um destes 3 ensaios, por sua vez, são médias de 6 lotes de medidas de amplitudes, da harmônica principal da FFT de 1024 pontos (quase 200 ciclos), das ondas senoidais amostradas. Os numerosos gráficos obtidos são quase idênticos, aqui são mostrados somente aqueles em que se percebe alguma diferença na forma, como no caso em que o tweeter é inclinado de alguns graus para mais longe do centro da matriz. Mesmo assim, permitem visualizar tendências semelhantes para uma mesma frequência (melhor em 8kHz, 3ª linha), quando comparados com a média entre eles (na coluna do meio). Notam-se diferenças maiores entre resultados para frequências diferentes (6,4kHz, 7,2kHz e 8,0kHz.), provavelmente devido a leves ressonâncias no ambiente, o que não invalida o método comparativo usando uma das frequências.

Na FIG. 4.7, na 1ª linha (gire  $90^\circ$ ), são vistas as distribuições dos coeficientes para calibração, ao ar livre, em 3 frequências, já em valores médios globais das duas inclinações do tweeter (não são observadas diferenças registráveis, para inclinações diferentes). Há uma semelhança notável no padrão de ondulações destes gráficos para diferentes frequências, provavelmente por não haver ressonâncias com o ambiente, o que ocorre na calibração feita no interior da câmara de espumas em sala fechada.

Na linha do meio, são mostradas as medidas tomadas a 20 cm, já calibradas usando os valores representados pelo gráfico imediatamente acima. Na 3ª linha, da mesma forma que na 2ª linha, são mostradas as medidas calibradas tomadas a 23cm. O gráfico obtido a 6,4 kHz a uma distância de 23 cm (destacado com um retângulo) é o mais coerente com o que se esperava, mostrando pressões acústicas maiores no lado em que se encontra o tweeter, deslocado do eixo central da matriz.

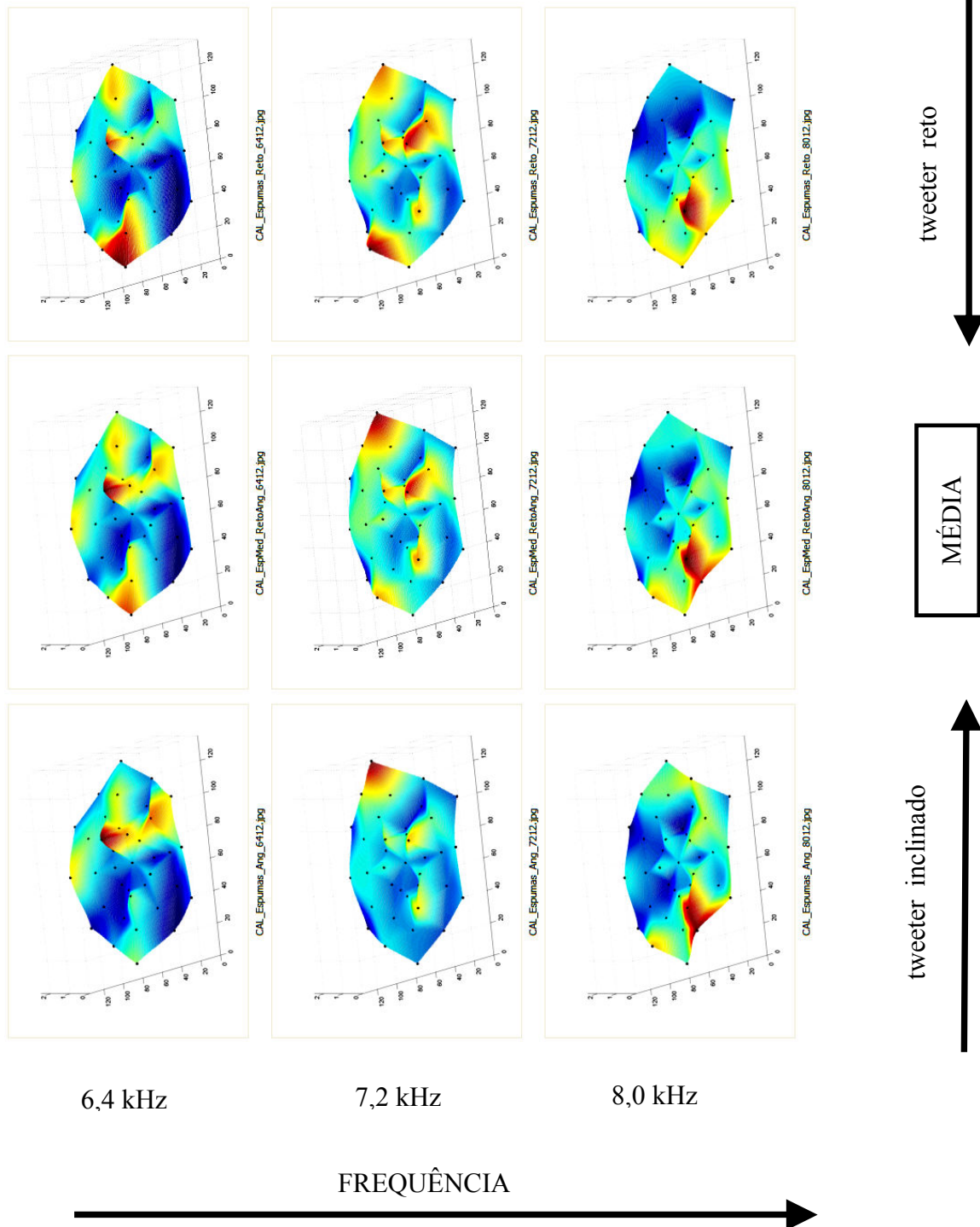


FIG. 4.6 - Gráficos para visualização em 3D - mostram a distribuição dos coeficientes para calibração, obtidos no interior da câmara de espumas. A coluna do meio contém médias entre as que aparecem à esquerda (tweeter reto) e à direita (tweeter inclinado para fora). Cada linha corresponde a uma frequência (6,4kHz, 7,2kHz e 8,0kHz,).

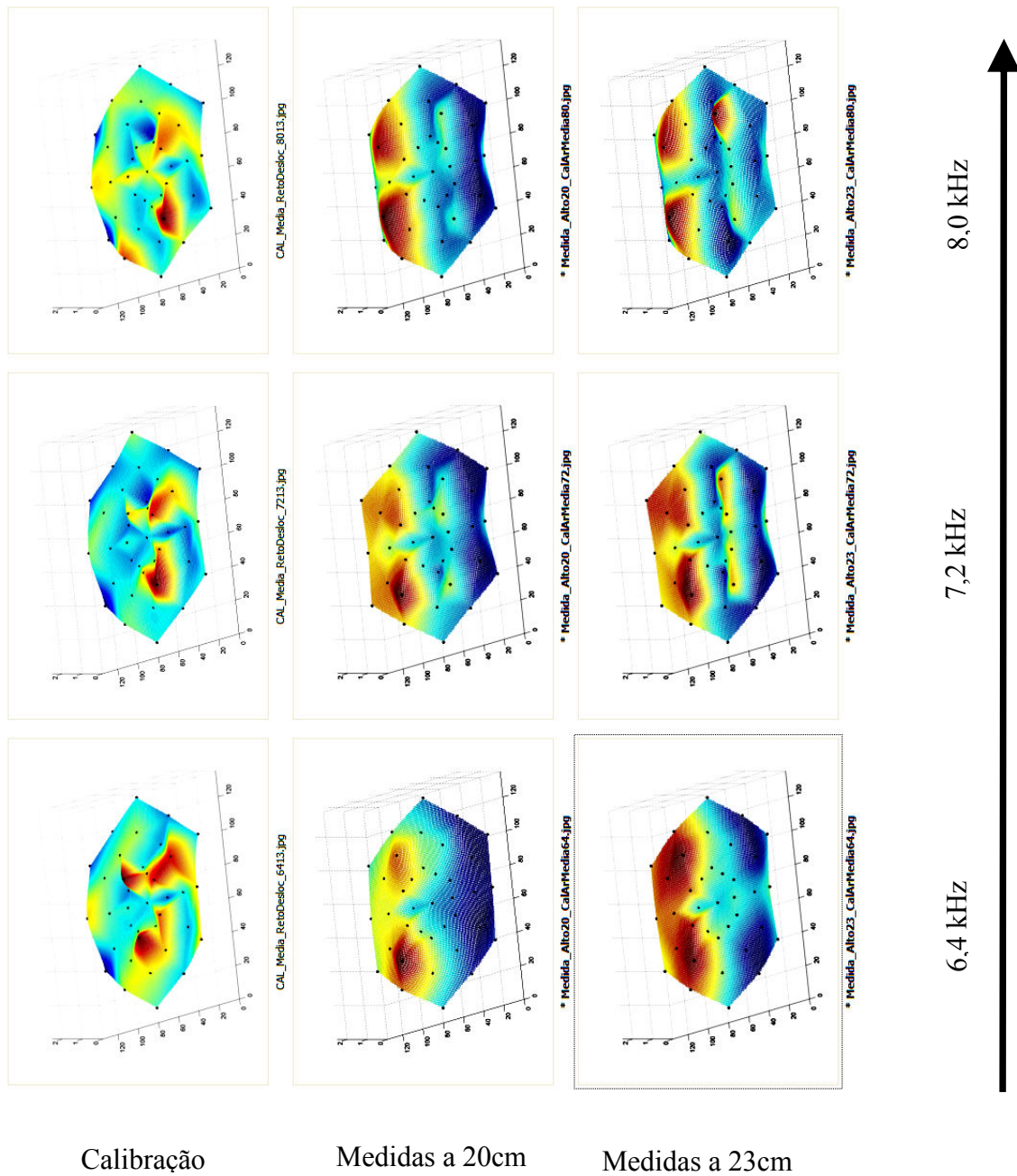


FIG. 4.7 – Gráficos para visualização em 3D - na 1ª linha, coeficientes para calibração, ao ar livre; na linha do meio, medidas calibradas tomadas a 20cm; na 3ª linha, medidas calibradas tomadas a 23cm.



Este tipo de gráficos mostra utilidades adicionais em fase de desenvolvimento, por indicar alguns tipos de inconsistência, como podemos observar na FIG. 4.8. Um erro cometido na atribuição de coordenadas para os microfones resultou em uma distribuição radial, onde de esperava ver regiões de maior pressão sonora tendendo para o lado superior da figura (veja o gráfico corrigido, para os mesmos dados, na FIG. 4.4).

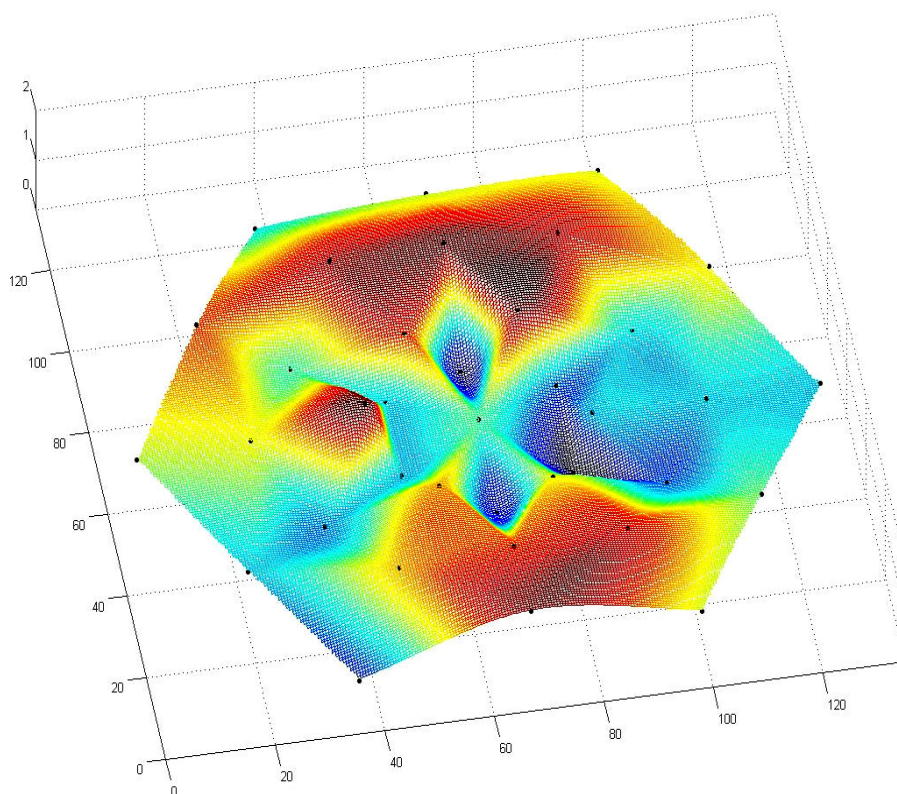


FIG. 4.8 – Distribuição dos valores em coordenadas erradas (veja texto)

Pode ser escolhido, em Matlab, exibir o mesmo gráfico em perfil, para melhor visualizar o aspecto de variação da altura dos pontos proporcionalmente às variações de pressões sonoras (FIG. 4.9). Percebe-se nisto a coerência com o comportamento esperado, pois o emissor acústico se encontra deslocado do eixo central da matriz de microfones (cap. 3, FIG. 3.16).

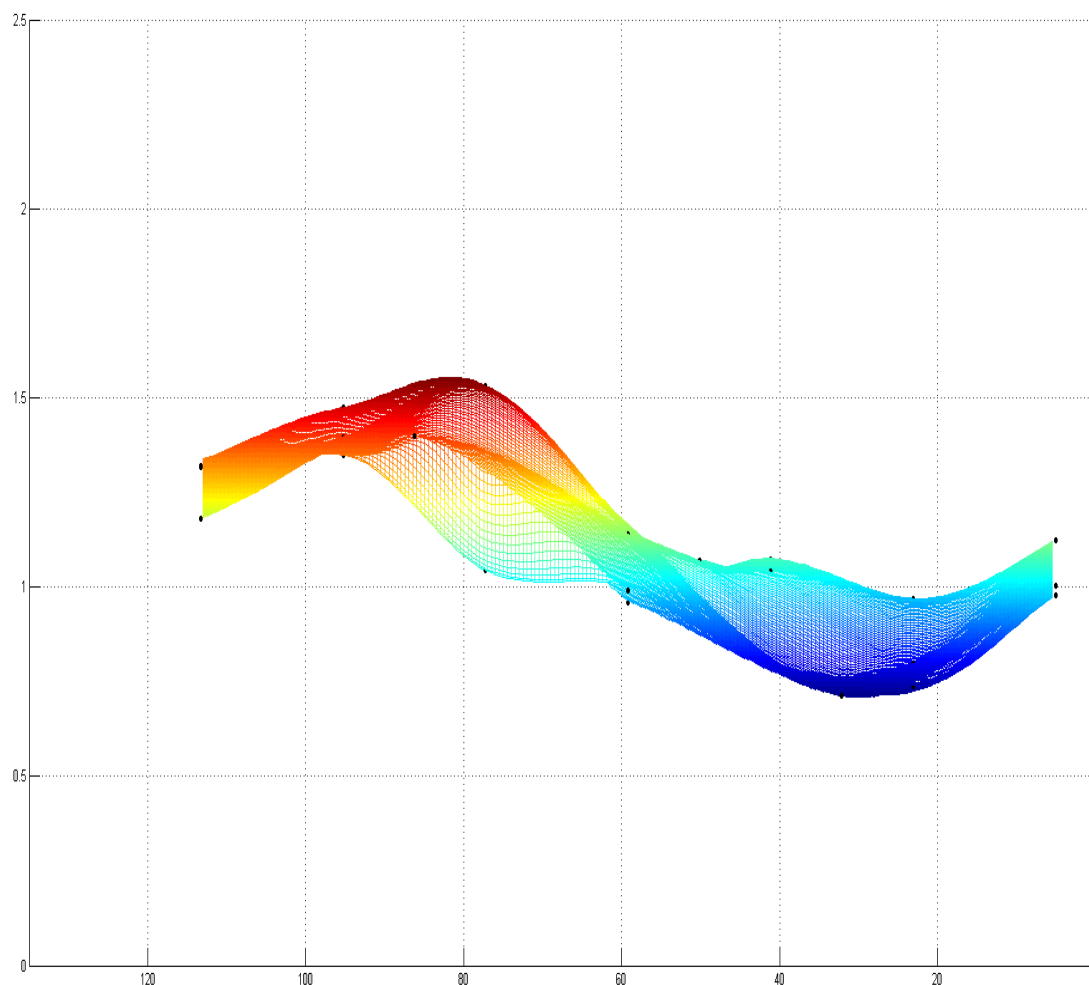


FIG. 4.9 – Visão de perfil, que mostra mais claramente a região com maiores valores

Em seguida, entre as FIG. 4.10a e 4.10c são visualizadas as diferenças que podem ocorrer nos resultados, se não fosse executado o procedimento de calibração proposto. Os microfones imediatamente à direita e à esquerda do microfone central têm menos sensibilidade que o restante, como indicam os dois picos mais destacados da superfície de coeficientes de calibração, na FIG. 4.10b. Antes da calibração (FIG. 4.10a), havia vales profundos nos mesmos pontos (em azul escuro). Após a compensação da falta de sensibilidade destes dois microfones, aparecem pontos de valor mediano nas regiões dos dois microfones em questão (tornando-os mais uniformes com a faixa azul claro na parte central do gráfico).

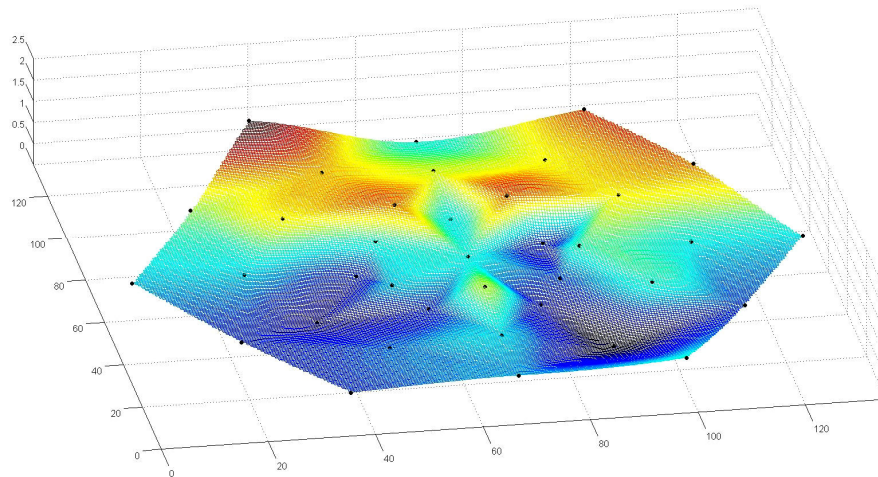


FIG. 4.10a- Medidas feitas sem calibração, a 6,4kHz, distância = 23 cm

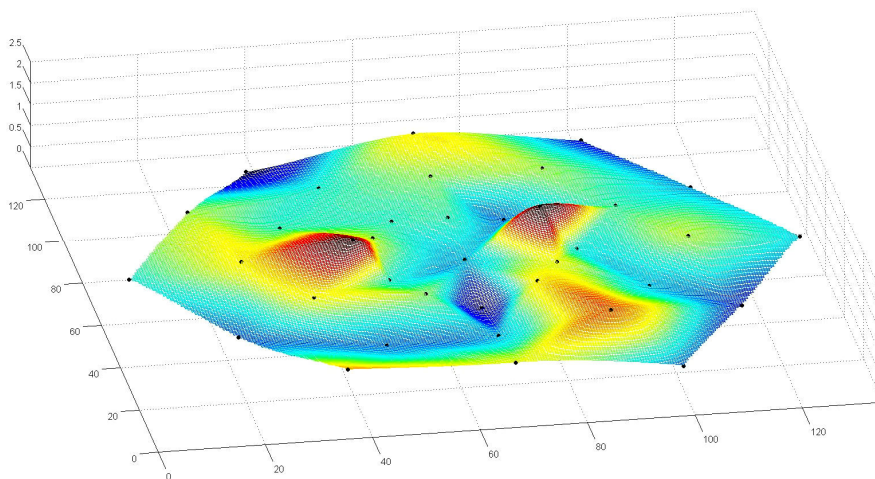


FIG. 4.10b – Coeficientes de calibração, a 6,4kHz, ar livre, distância = 180 cm

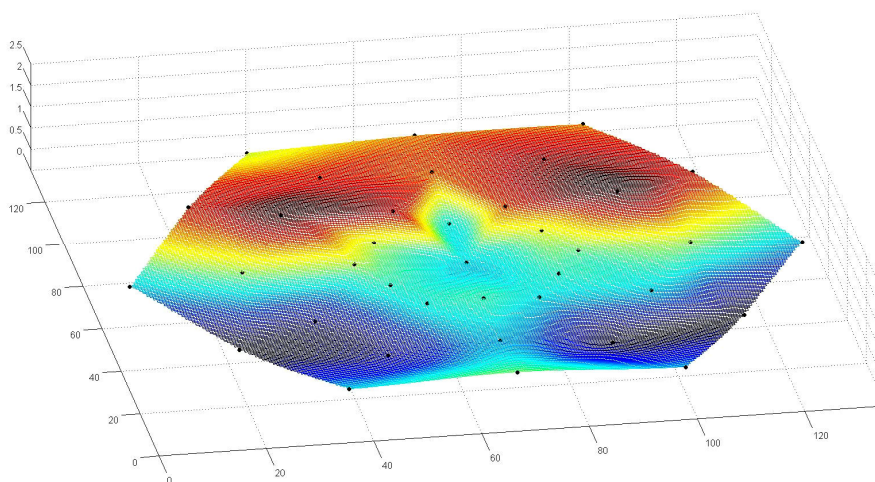


FIG. 4.10c – Medidas feitas com calibração, a 6,4kHz, distância = 23 cm, mostrando maior pressão sonora recebida do lado em que se encontra o tweeter

### 4.3 – Setores do Diagrama Polar de Radiação

Para representar a pressão sonora fornecida pelo tweeter em cada direção, em coordenadas polares, se faz necessário criar e desenhar vetores que partem da coordenada “xyz” do centro do tweeter e que se estendam na direção da coordenada de cada microfone no plano em que foi montado (FIG. 4.11). O módulo de cada vetor reflete a amplitude média normalizada da pressão acústica captada em cada um dos microfones.

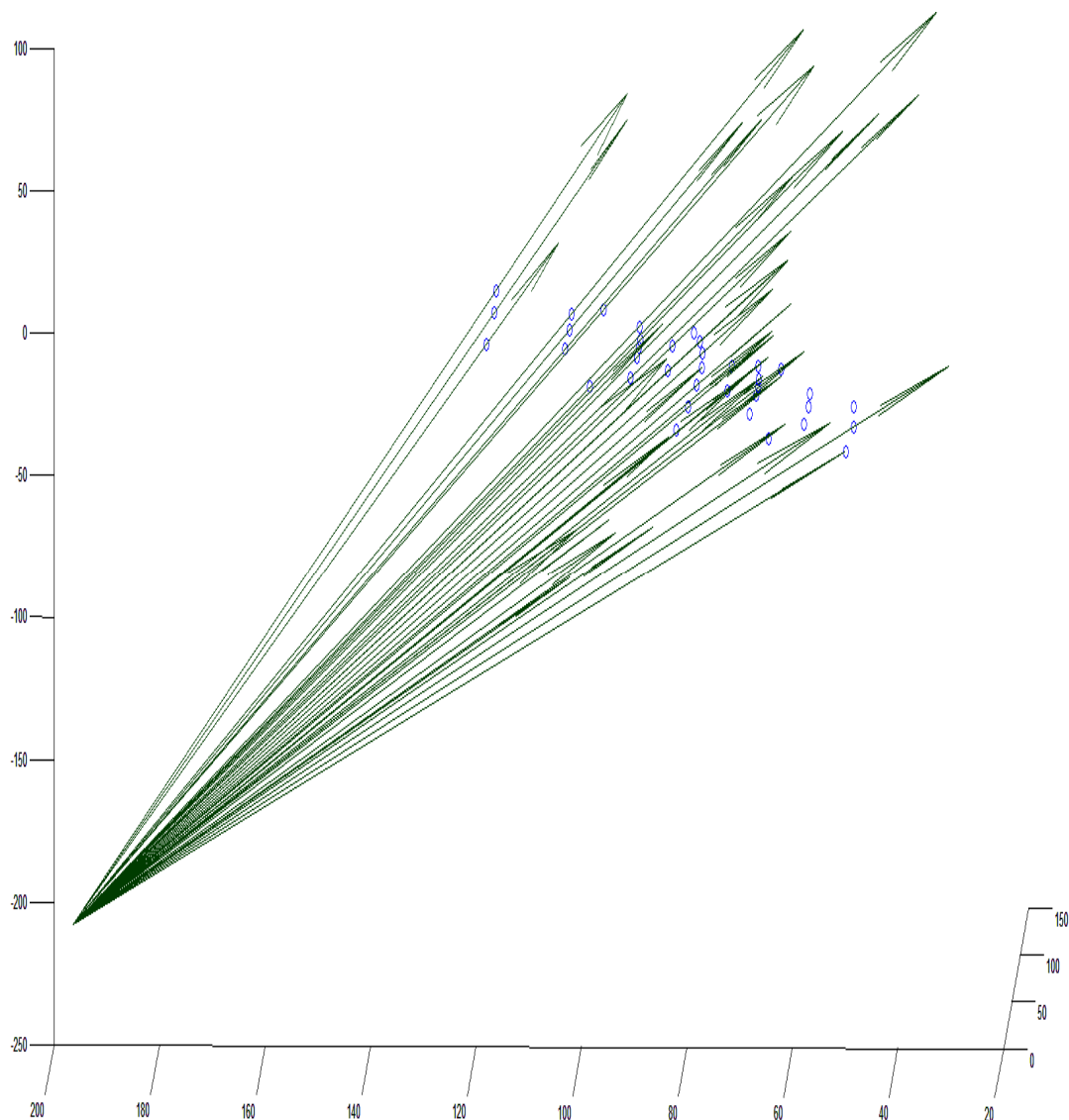


FIG. 4.11 - Setor do Diagrama Polar de Radiação, sem interpolação. As coordenadas dos microfones são referências para direcionamento dos vetores.

Com o mesmo motivo de melhorias na exibição da FIG. 4.5, é feita uma interpolação suavizada do gráfico da FIG. 4.11, através de um algoritmo indireto, porque o Matlab não faz interpolação em coordenadas polares. Os vetores são convertidos de polar para retangular, são usadas as funções que interpolam em coordenadas retangulares (também suavizadas por “*cubic spline*”) e, em seguida, os vetores (muito mais numerosos) são convertidos de volta para o sistema de coordenadas polares.

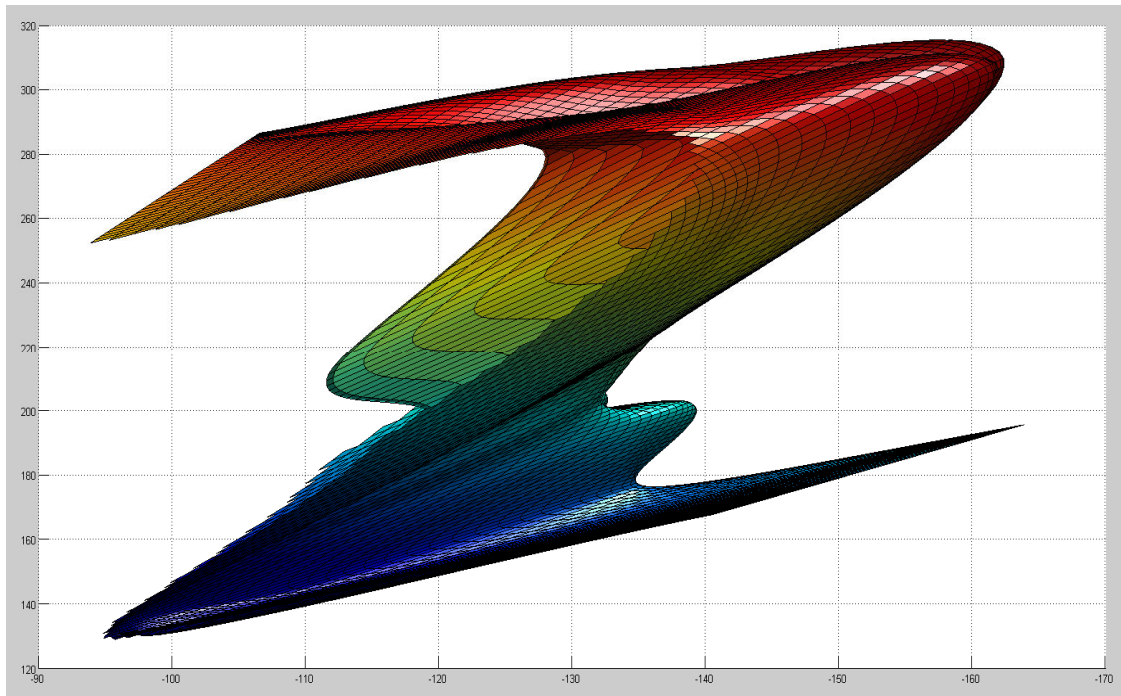


FIG. 4.12 - Setor do Diagrama Polar de Radiação, com interpolação

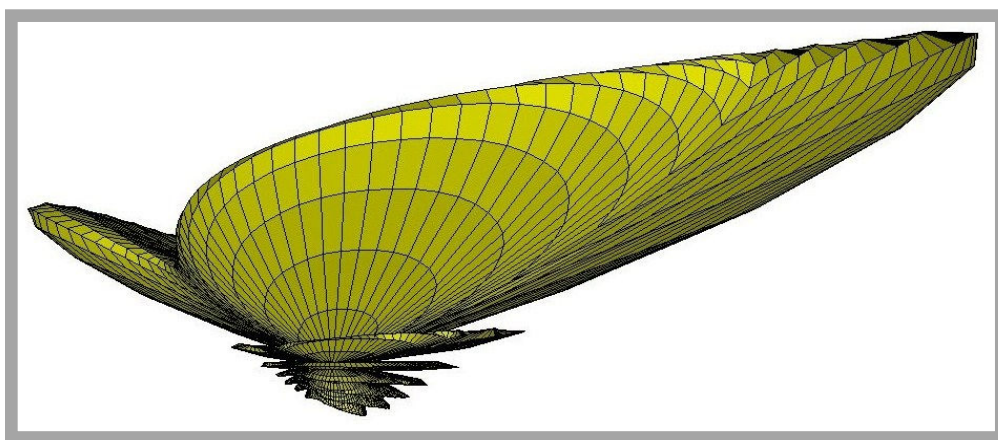


FIG. 4.13 - Diagrama Polar de Radiação, também com interpolação, simulado pelo software Sysnoise - LMS International (A Siemens Business), Leuven, Belgium

Desta forma, é obtida a função já interpolada da função descrita pelas pontas dos vetores. A função resultante pode ser renderizada, iluminada, girada em 3D, antes de ser plotada (FIG. 4.12). A título de exemplo, o mesmo tipo de representação pode ser simulado e desenhado usando o aplicativo Sysnoise, como visto na FIG. 4.13, não apenas em um setor do diagrama. Em extensões a este trabalho, pode ser feita a extrapolação do restante do gráfico de forma simulada, na porção que não é amostrada, se o formato do transdutor em análise não for complexo (uma representação híbrida).

Para se ter uma ideia mais clara da relação entre os vetores orientados de pressão acústica (FIG. 4.11) e o Setor do Diagrama Polar de Radiação (FIG. 4.12), a combinação dos dois gráficos, na FIG. 4.14, traz uma referência à posição da placa onde a matriz de microfones é montada (retângulo com a origem de coordenadas marcada no canto da direita - 0,0,0). Os vetores apontam nas direções de cada microfone, mas têm seus módulos normalizados pela pressão acústica do microfone central, escalados pelas coordenadas deste microfone de referência. Ele tem sua amplitude relativa não escalada igual a 1, então sua posição neste gráfico é exatamente o centro do retângulo da matriz.

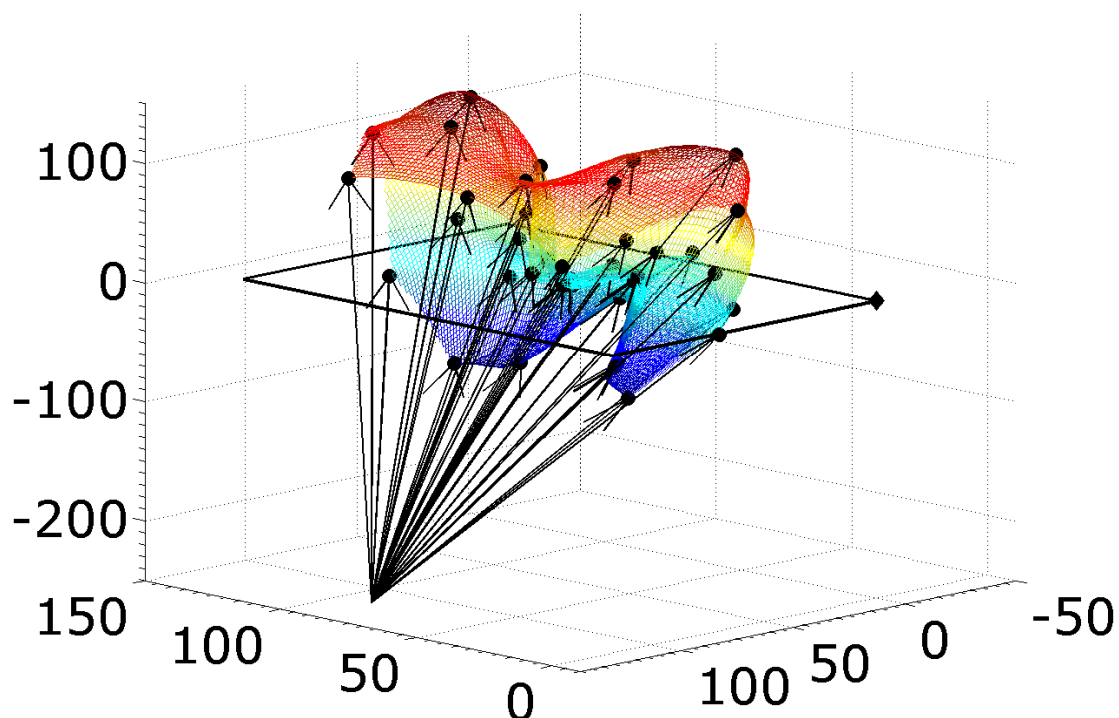


FIG. 4.14 - Representação de pressões acústicas em forma de vetores em 3 dimensões, em meio a um Setor do Diagrama Polar de Radiação.

#### 4.4 – Limites da câmara de isolamento acústica

Em uma tentativa de extinguir qualquer passagem de som para a parte externa da câmara de espumas, foi experimentada uma isolamento mais fechada, cobrindo-a completamente com mantas de feltro de 1 cm de espessura. Devido a este procedimento, foi observado um aumento considerável nas medidas pelos microfones, como se houvessem superfícies reflexivas no interior da câmara. Aparentemente, com cobertura de espumas e sem as mantas de feltro, parte das ondas saía e se perdia nas múltiplas reflexões pela sala, severamente atenuados em qualquer ângulo que tentasse voltar para o interior da câmara. A atenuação nas camadas de espuma ocorre pela difusão fortemente distribuída das ondas, mas com circulação de ar pelos poros. O ambiente fechado pelas mantas dificulta a passagem de ar, se tornou mais estanque, inadequada ao modo de propagação desejado. É considerada possível, neste contexto, haver saturação sonora do ambiente no interior da câmara, ou uma parcela importante de propagação difusa (mais provável). Mais importante que um desejado aumento na isolamento acústica do experimento, a reflexão difusa das ondas em material absorvente mantém parte da pressão sonora confinada. Não se observou saturação ou qualquer outro tipo de não linearidade em nenhuma outra sequência ensaios, durante a fase de adaptação da isolamento acústica. Estas suposições se baseiam no salto para maior observado nas medidas, como se estivesse sendo atingido um limite de condicionamento acústico, alterando-se a natureza das interações físicas predominantes das ondas com o ambiente, ou entre emissor de ondas e o ambiente acústico.

Retiradas as mantas, foram repetidos alguns ensaios variando entre as mesmas frequências e intensidades anteriores, para verificar a repetibilidade em medidas à distância de 180 cm, obtendo-se valores muito estáveis (variações menores que 1% entre aquisições consecutivas) e próximos ao que se via anteriormente ao acréscimo exagerado de mantas, indicando um bom controle sobre as variáveis que condicionam o desempenho da instrumentação e do ambiente desenvolvidos. Foi estabelecido assim um patamar de desempenho em que, aumentando a quantidade de espumas não se observa influência nas medidas registradas através dos microfones e o sistema de aquisição de sinais.

## 4.5 – Avaliações de erros

Comparando os vários ensaios que são realizados com a mesma frequência, é observada uma considerável semelhança entre os gráficos gerados (FIG. 4.7), mesmo sendo a potência fornecida pelo amplificador ao tweeter mantida flexível, por serem registradas as medidas relativas entre os vários microfones (normalização). Há uma semelhança notável entre os padrões de ondulações vistos nos gráficos interpolados (usando calibração ar livre), mesmo que se variem as frequências de ensaio.

Alguns dados coletados foram reunidos em representações acumulativas que indicam a variabilidade total (limites máximos) ao longo de uma série de ensaios correlatos (FIG. 4.15 e 4.16). Este estudo quantitativo das medidas obtidas assegura a validade do método e estabelece os limites alcançados pelo mesmo. São os mesmos dados que culminaram na composição dos gráficos tomados de exemplo e mostrados em vários formatos, nas FIG. 4.10c, 4.12 e 4.14.

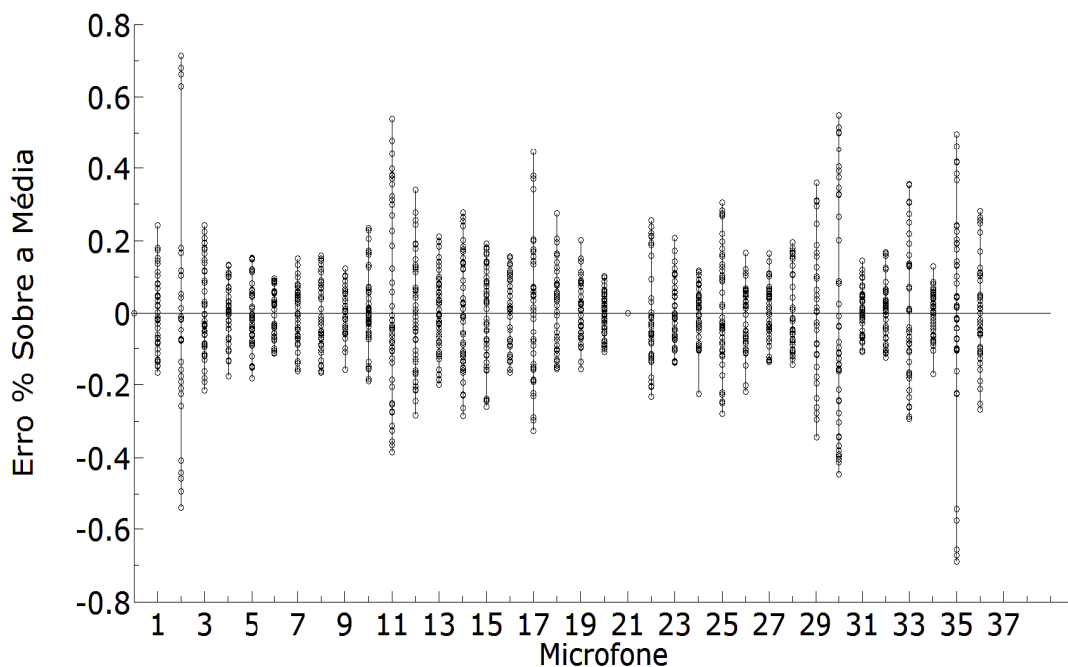


FIG. 4.15 - Erro % em 54 amostras por microfone a 6,4 kHz / 3 Amplitudes - normalizado pela media das 18 amostras de cada amplitude



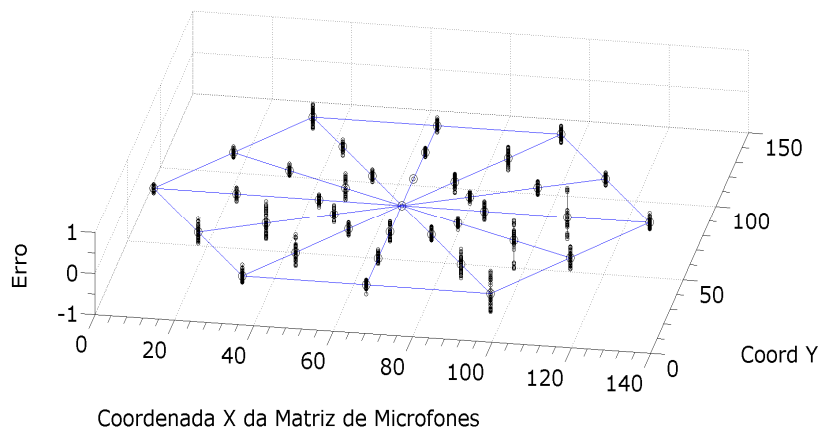
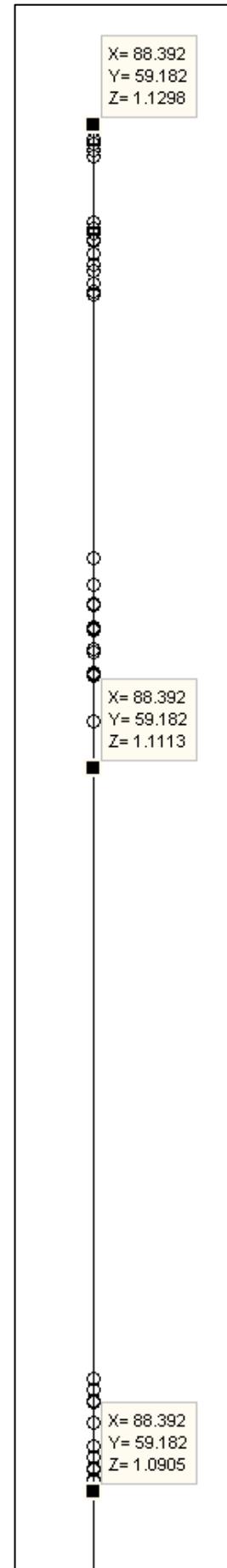


FIG. 4.16 – A mesma informação constante na FIG. 4.15, representada nas posições dos microfones em que são amostradas.

O gráfico da FIG. 4.15 mostra uma distribuição de erros para 54 valores em uma mesma frequência. São acumulados, no mesmo gráfico, todos os valores de erros percentuais destes dados, já processados por FFT e filtro retangular. São medidos a uma frequência de 6,4 kHz, mas variando a amplitude entre 3 valores. Estes erros são obtidos subtraindo de cada valor a média dentro do seu grupo de 18 valores na mesma amplitude (6 valores x 3 ensaios com diferenças de 10 minutos); são divididos pela média destes mesmos 18 valores e multiplicados por 100. Desta forma, todos são comparados dentro das mesmas condições de frequência e amplitude transmitida. Com todos os erros percentuais abaixo de 0,8 %, considera-se um resultado satisfatório para visualização, amostrado no período de estabilidade térmica estabelecido.

A FIG. 4.16 é uma representação dos mesmos dados, mas mostra cada uma das barras de erros nas correspondentes posições dos microfones correspondentes, para mostrar possíveis regiões com maiores erros. A FIG. 4.17, à direita, é a ampliação de uma delas.

FIG. 4.17 – Ampliação de uma das pontas da FIG. 4.15 (valores mostrados sem subtrair a média).





## 5 – CONCLUSÕES

### 5.1 – Sobre o método proposto e as soluções em que se insere

Este estudo pode contribuir para aplicações de identificação e caracterização de fontes sonoras, tendo sido investigadas algumas soluções de hardware e de processamento para alcançar o objetivo inicial. Tão importante quanto os resultados satisfatórios, são as questões levantadas que expandem o alcance das pesquisas a que se destinam este instrumental e o método proposto. As principais questões se originam da escolha por procedimentos de menor custo, por demandarem cuidados específicos e alguma flexibilização de requisitos.

Algumas soluções apropriadas foram apresentadas, outras ultrapassam o escopo planejado, mas são indicadas como extensões para este trabalho. Podem então ser listadas as conclusões diretas e indiretas, em resumo:

- os sensores e os circuitos eletrônicos desenvolvidos para condicionamento de sinais da matriz de microfones se mostraram satisfatórios, coerentes com as simplificações feitas para obter uma solução de baixo custo.

- as medidas obtidas têm repetibilidade garantida pelo emprego de um Processador Digital de Sinais, que foi capaz de processar em tempo real uma numerosa sequência de filtros de média móvel mantidos com baixa complexidade computacional, indicando ser viável compensar assim as características menos favoráveis inerentes aos sensores de baixa qualidade empregados.

- a preparação acústica do ambiente, criada com foco em manter os custos reduzidos, permitiu uma isolamento satisfatória com relação aos ruídos externos, não permitindo que qualquer interferência se mostrasse em amplitude registrável, como mostra o gráfico de espectro amostrado, visto na FIG. 3.10.

- o pós-processamento promovido para visualização em superfície (3D) das medidas distribuídas no espaço adiciona mais uma etapa de filtragem dos resultados, devido ao emprego de algoritmos de extrapolação suavizada.

Um dos ganhos indiretos promovidos por este trabalho é viabilizar o acesso às técnicas de processamento de sinais de matrizes de sensores, sem os custos elevados dos microfones ou hidrofones calibrados. Os parâmetros escolhidos para construção do circuito eletrônico contemplam o escopo deste trabalho de tese, mas os resultados obtidos indicam ser possível a extensão para objetivos mais amplos, alavancando um grande leque de experimentações em acústica. Para obter este maior alcance, o circuito de condicionamento dos sinais de sensores é construído em torno de amplificadores de baixa distorção e ampla faixa de frequências de operação, em um módulo independente dos demais (independente da multiplexação e da conversão de analógico para digital). Estas escolhas feitas com bastante folga eliminaram algumas possíveis fontes de erros neste trabalho, além de garantir possibilidades múltiplas em relação às sequências de leitura e de processamento em outros projetos futuros, ao permitir que seus sinais sejam amostrados alternativamente em placas de aquisição para computadores pessoais, ou processados por sistemas mais bem equipados que kit de desenvolvimento para DSP utilizado neste trabalho.

A solução criada neste trabalho é capaz de determinar a distribuição espacial de pressão acústica emitida pelo transdutor em estudo, como visto nas figuras 4.12 e 4.14, produzindo resultados com repetibilidade na ordem de 1%, como pode ser observado no gráfico da FIG. 4.15. Isto só foi possível porque foi respeitado um tempo de estabilização térmica de toda a porção analógica do circuito desenvolvido, que não conta com compensações deste efeito térmico, também para simplificação e contenção de custos. Considera-se este resultado suficiente para avaliação comparativa entre diagramas de radiação, sem o uso de equipamentos de alto custo, em ambientes de isolamento acústica limitada.

Para evitar as interferências de ruídos externos, algumas camadas de espumas de uso comercial, com dimensões reduzidas, envolvem apenas o dispositivo sob teste e o conjunto de sensores fixos. Este isolamento acústico alcançou, com baixo custo, um

isolamento acústico com eficiência suficiente também para atenuar as reflexões do sinal (produzido pelo dispositivo sob teste), que retornam do ambiente de experimentação em direção aos microfones em múltiplos percursos. As ondas refletidas, altamente correlacionadas com o sinal de visada direta, são amostradas pelos microfones de maneira indiferenciada, produzindo assim um sinal de soma, resultando em uma forma de onda que permanece senoidal pura, com fase dependente da proporção entre os sinais somados. Um algoritmo de filtro espacial seria capaz de separar as de visada direta das diversas reflexões multipercurso, mas o custo computacional seria muito maior, contrariando os critérios empregados neste trabalho. Mesmo sem explorar as medidas de fase ou outras técnicas de processamento mais intensivo, obtiveram-se resultados dentro da expectativa.

Durante o processo de calibração dos microfones, pequenas mudanças na inclinação do tweeter alteram rapidamente as proporções entre os valores recebidos nos microfones. Sendo o tweeter muito direcional (para esta faixa de frequências), é favorecida a recepção, em uma região da matriz de microfones, de uma das direções concentradas de ganho (lobos laterais numerosos e estreitos, vistos na FIG. 3.5, cap. 3). Como os fabricantes de tweeters comuns não fornecem diagramas de radiação para várias frequências, sua diretividade é desconhecida. Não são disponíveis também os dados ou curvas para a situação em que não haja uma corneta padronizada instalada, como foi usado neste trabalho. Estes dados podem ser obtidos pelos mencionados fabricantes com o emprego de algum método semelhante ao proposto aqui. Além disso, podem diminuir a margem de variabilidade de parâmetros em um lote de transdutores em produção, pela realização de avaliações em maior número de amostras.

### **5.3- Futuros trabalhos**

Para continuidade do presente trabalho propõe-se que seja feita uma calibração baseada em sensores de referência (microfones de calibração), conduzindo sequências mais numerosas de experimentação em ambientes abertos, para estabelecer o grau de influência de um ambiente reflexivo, nas medidas.

Propõe-se ainda como meta a comparação com uma implementação que inclua filtros (em software) para processamento de fase (usando o mesmo hardware), no intuito de otimizar os resultados em ambiente reflexivo, atenuando as interferências vindas de direções indesejadas no ambiente (veja o último parágrafo da seção 3.12). Indo mais adiante, se forem amostrados simultaneamente os 37 sinais, retirando o chaveamento por multiplexador e completando 37 canais de conversão A/D (solução de custo bem mais elevado), seria ampliado o leque de soluções possíveis de filtragem espacial, parte delas de custo computacional alcançável com o DSP utilizado no presente trabalho.

O método proposto permite amostrar porções frontais do diagrama de propagação acústica. O restante do diagrama (nas direções onde não há sensores) pode ser extrapolado a partir da parte amostrada, com apoio de modelos teóricos, restringindo-se aos transdutores de baixa complexidade geométrica (circulares, por exemplo). Os resultados alcançáveis com a matriz de microfones implementada podem ser ampliados em proporção à complexidade dos sistemas de aquisição de sinais e os recursos de processamento à disposição.

Enfim, tendo em vista as intensões iniciais, os resultados obtidos e as perspectivas futuras relacionadas a este trabalho, percebe-se um balanço favorável, entre os diversos pontos de progresso direto e os questionamentos sobre acústica teórica, que tornaram mais rica a discussão inicialmente planejada. À medida que se identifiquem outras necessidades que justifiquem o investimento, tendo em mãos a gama de experiências aqui relatadas, torna-se possível tomar direções mais acertadas.

**Abstract:**

This work involves the creation of a system for evaluating the directivity of sound sources using arrays of microphones. The arrangement as well as the choice of transducers are discussed and focus particularly on the use of two-dimensional arrays of electret microphones in evaluating of a static sinusoidal source with a fixed frequency. It is emphasized the importance of using low cost systems, due to the large number of individual sensors, as the use of processing techniques to reduce the processing volume to a minimum. To study of the configuration is mounted a set of experiments with a tweeter-type emitter and an array of electret microphones, enabling to vary the relative positions, frequencies, signal combinations, to evaluate relevant aspects of the method for characterizing the emitting source. The distribution of microphones is designed to allow the investigation of various geometries and compare their advantages in other works. The acoustic emitter and the sensors were mounted in an enclosure for acoustic isolation in order to eliminate interferences by the external environment. The design of signal conditioning systems is discussed in detail. The system operates with an array of 37 sensors whose signals are multiplexed and processed in sets of four channels after conversion to digital at a Digital Signal Processor development kit. As important factor in the efficiency of the system is presented and confirmed the hypothesis of temporal stationarity of the evaluated signals, i.e. the variations along the time interval of a test are neglected. This study can contribute significantly to identification applications and characterization of sound sources, enabling extensions in terms of hardware and processing.

**Key words:** Acoustic Transducer, Directivity, Microphone Arrays, Signal Acquisition, Digital Signal Processing





### **Referências Bibliográficas**

ADAMOWSKI, J. C., e outros -, Sistema Computadorizado para Mapeamento de Campo Acústico - XIV Congresso Nacional de Ensaios Não Destrutivos, Rio de Janeiro, 1995.

ABHAYAPALA, P. T. D. - Modal Analysis and Synthesis of Broadband Nearfield Beamforming Arrays - PhD Thesis - Australian National University, 1999

AHMAD, F.; FRAZER, G. J.; KASSAM, S. A.; AMIN, M. G. - Design and Implementation of Near-Field, Wideband Synthetic Aperture Beamformers - IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Volume 40, Issue 1, 2004

AJDLER, T.; SBAIZ, L.; VETTERLI, M. - Room impulse responses measurement using a moving microphone - 120th Audio Engineering Society Convention 2006

ALVARENGA, A.V.; MACHADO, J.C.; PEREIRA, W.C.A. - Implementação do protocolo para a obtenção de parâmetros do feixe acústico de transdutores ultra-sônicos usados em medicina – Rev. Brasileira de Eng. Biomédica, v. 17, n. 3, 2001

ANALOG DEVICES Inc. - ADSP-BF533 EZ-KIT Lite Evaluation System Manual, 2006

ANDO, S. - An Autonomous Three-Dimensional Vision Sensor with Ears - IAPR Workshop on Machine Vision Applications, 1994

ARNOLD, F. J.; PELÁ, C. A. - Simulação computacional de campos ultrassônicos - Revista Brasileira de Ensino de Física, v. 26, nº 3, 2004.

B&C SPEAKERS - B&C Speakers Catalogue – 2011

BANKS, S., e outros - A Real Time FPGA Implementation of a YAW Stabilised Beamformer for SAS, Side-scan, and Forward Look Mine-hunting Sonars - Proceedings of the Institute of Acoustics, V. 29, 2007

BEHRENS, P.; BRADLEY, S.; VON HUNERBEIN, S. - A scanning bi-static SODAR - 14th International Symposium for the Advancement of Boundary Layer Remote Sensing, 2008

BENESTY, J.; CHEN, J.; HUANG, Y. - Microphone Array Signal Processing - Springer, 2008

BERANEK, L. L. - Acoustics - Acoustical Society of America, 1996

BIRCHFIELD, S. T.; SUBRAMANYA, A. - Microphone Array Position Calibration by Basis-Point Classical Multidimensional Scaling - IEEE Transactions on Speech and Audio Processing, 2004

BITTENCOURT, J. B. P. - Análise Do Comportamento Dinâmico De Chapas De Transformadores De Potência Para Aplicação Em Controle De Ruído - Dissertação de Mestrado, UFMG, 2002.

BOOTH JR, E. R.; HUMPHREYS Jr., W. M. - Tracking and Characterization of Aircraft Wakes using Acoustic and Lidar Measurements - American Institute of Aeronautics and Astronautics, 2005

BREHMER, P.; LAFONT, T.; GEORGAKARAKOS, S.; JOSSE, E.; GERLOTTO, F.; COLLET, C. - Omnidirectional multibeam sonar monitoring: applications in fisheries science - F I SH and F I SHERIES, 7, 165–179, 2006

BRUEL & KJAER - Hidrofone dos tipos 8103, 8104, 8105, 8106 - Manual de dados do produto, 2006.

BUCK, M., ANDREWS, P., SIMMONS, G., SAYE, S. - A High Performance Beryllium Dome Diaphragm Assembly for Large Format Compression Drivers - ALMA Europe Symposium, 2011

CAMP, L. - Underwater Acoustics - Wiley-Interscience, 1970

CAMPBELL, D. K. - Adaptive Beamforming Using a Microphone Array for Hands-Free Telephony - Thesis MSc - Virginia Polytechnic Institute and State University, 1999.

CARDOSO, C.F.; NELSON, P.A. - Computations of the Directivity of Spherical Microphone Arrays - Acustica 2004, Guimarães, Portugal, 2004

CATREUX, S.; BURFOOT, S.; DRIESSEN, P.F.; KIRLIN, R.L. - Propagation Measurement Using Array Signal Process. - IEEE Pacific Rim Conf., Victoria, Canada, 2007

CHEEKE, J. D. N. - Fundamentals and Applications of Ultrasonic Waves - CRC Press, 2002

CHEN, J. C.; YAO, K.; HUDSON, R. E. - Acoustic Source Localization and Beamforming: Theory and Practice - EURASIP Journal on Applied Signal Processing, 2003

CHRISTENSEN, J.J.; HALD, J. - Beamforming, Technical Review - Bruel & Kjaer Sound & Vibration Measurement, 2004

COELHO, G. F. E. S.; Utilização de Arrays de Microfones para Sistemas de Reconhecimento de Fala - Dissertação de Mestrado, Universidade Técnica de Lisboa, 2007

COLINAS, N. G. - Caracterização vibroacústica usando holografia acústica de campo próximo – Dissertação de Mestrado - UNICAMP, 1999

DAKOTA Inc. - FOCUSED ARRAY Model FA 501, Dakota Audio Inc., folhas de dados FA\_501\_tech.pdf e FA\_602\_tech.pdf, 2012, na internet:

<http://www.dakotaaudio.com/products/fa-501/> e [dakotaaudio.com/products/fa602/](http://www.dakotaaudio.com/products/fa602/)

DESSOUKY, M.; SHARSHAR, H.; ALBAGORY, Y. - Optimum Normalized-Gaussian Tapering Window For Side Lobe Reduction In Uniform Concentric Circular Arrays - Progress In Electromagnetics Research, PIER 69, 2007

DIAS, L. F. X. C. M. - Sistema adaptativo de controlo da directividade de um agregado de microfones realizado em PC - Dissertação de Mestrado, Universidade Técnica de Lisboa, 2007.

FREESE, H.; SPERRY, B.; VOTAW, K. - Sub-Aperture Beamspace Adaptive Processing, K., ASAP 2003

GARETA, A. A. - A multi-microphone approach to speech processing in a smart-room environment - PhD Thesis - Universitat Politècnica de Catalunya, Barcelona, 2007

GÉLAT, P.; PRESTON, R.; HURRELL, A. - Development, validation and publication of a complete theoretical model for hydrophone/amplifier transfer characteristics - Centre for Mechanical and Acoustical Metrology, National Physical Laboratory, United Kingdom, 2001

HAMACHER V. et al. - Signal Processing in High-End Hearing Aids - EURASIP Journal on Applied Signal Processing, 2005

HIMAWAN, I.; SRIDHARAN, S.; MCCOWAN, I. - Dealing With Uncertainty In Microphone Placement In A Microphone Array Speech Recognition System - ICASSP 2008

HIOKA, Y.; HAMADA, N. - A Tracking Algorithm Of Speaker Direction Using Microphones Located At Vertices Of Equilateral Triangle - School of Integrated Design Engineering, Keio University, 2004

HOLMES, C.; DRINKWATER, B. W.; WILCOX, P. D. - Post-processing of the full matrix of ultrasonic transmit–receive array data for non-destructive evaluation – NDT & E Intern. 38, 2005

HUANG, W.; Y. ZHENG, - Improving Range Resolution in Near-Field Ultrasound Beamforming - International Conference on Image Processing, 2006

HUANG, Y.; BENESTY, J.; CHEN, J. - Acoustic MIMO Signal Processing - Springer-Verlag, 2006

HUMPHREYS Jr., W. M.; GERHOLD, C. H. ZUCKERWAR, A. J.; HERRING, G. C.; BARTRAM, S. M. - Performance Analysis of a Cost-Effective Electret Condenser Microphone Directional Array - NASA Langley Research Center - AIAA 2003

JBL Inc. – Folha de dados do tweeter modelo D202 Ti, marca JBL/Selenium, Harman do Brasil Ltda, 2012 – endereço na internet:

<http://www.jblselenium.com/marcas/produto.php?id=110&idLinha=40>

JEONG, J.; MOIR, T.J. - Kepstrum approach to real-time speech-enhancement methods using two microphones - Res. Lett. Inf. Math. Sci., Vol. 7, pp 135-145 135, 2005

JIANG, F.; LI, X. - Element stage processing system for microphone array calibration - Acoust. Sci. & Tech. 25, 1, 2004

KARBASI, A.; SUGIYAMA, A. - A Doa Estimation Method For An Arbitrary Triangular Microphone Arrangement - European Signal Processing Conference 2006

KENNEDY, R. A.; ABHAYAPALA, T. D.; WARD, D. B. - Broadband Nearfield Beamforming Using a Radial Beampattern Transformation - IEEE Trans. On Signal Processing, Vol. 46, NO. 8, 1998.

KINSLER, L. E. - Fundamentals of Acoustics – 4<sup>a</sup> edição, John Wiley & Sons, 2000

KLUWER, T. - Development of a test-bed for smart antennas using digital beamforming - MSc. Thesis, 2001

KNIGHT, W. C.; PRIDHAM, R. G.; KAY, S. M. - Digital Signal Processing for Sonar - Proceedings Of The IEEE, Vol. 69, No. 11, November 1981

KRIM, H.; M. VIBERG - Two Decades of Array Signal Processing Research - IEEE Signal Process. Magazine, 1996

LARSEN, E. W. - Hearing Aid for Social Situations - MSc. Dssertation, Norwegian University of Science and Technology, 2007

LEAL, C. O.; POULSEN, J. K. - Measurements of Acoustic Polar Patterns Using a Computer Controlled Device - 7th European Workshop on Microelectronics Education, 2008

LEEMBRUGGEN, G. - Tailoring the Total Radiation Pattern Of A Group Of Loudspeakers - Arup Acoustics, [1996]

LI, D.; HU, Y. H. - Energy-Based Collaborative Source Localization Using Acoustic Microsensor Array - EURASIP Journal on Applied Signal Processing, 2003

LI, Y. - Broadband Beamforming and Direction Finding Using Concentric Ring Array - Thesis, 2005

LITVA, J.; LO, T. K. Y. - Digital beamforming in wireless communication - Artech House, 1996

LIU, C. - Localization of multiple sound sources with two microphones - J. Acoust. Soc. Am. 108 (4), 2000

LUNDSTRÖM, T. - Matched Field Beamforming applied to Sonar Data - Dissertação de Mestrado - Suécia, 2008

MASON, S.; ANSTETT, R.; ANICETTE, N.; ZHOU, S. - A Broadband Underwater Acoustic Modem Implementation Using Coherent OFDM – The National Conference On Undergraduate Research (NCUR), 2007

MCCOWAN, I.; MARRO, C.; MAUURY, L. - Robust Speech Recognition Using Near-Field Superdirective Beamforming With Post-Filtering, 1998

MCCOWAN, I. A. - Microphone Arrays Tutorial - Queensland University of Technology, Australia, 2001

MCCOWAN, I. et al. - Speech Acquisition In Meetings With An Audio-Visual Sensor Array - IEEE Proceedings ICME, 2005

MENDES, G. – Interface Gestual Ultrassônica - Dissertação de Mestrado - UNICAMP, 1999.

MERIMAA, J. - Applications of a 3-D Microphone Array - AES 112th Convention, Germany, 2002

MICROSOFT RESEARCH - Microphone Array Support in Windows Vista - Microsoft Research White Paper, 2005

MONZINGO, R. A.; MILLER, T. W. - Introduction to Adaptive Arrays - SciTech Publishing, 2004

MOSER, M. - Engineering Acoustics, An Introduction to Noise Control - Springer, 2009

MOURA, H. G.; MIRANDA, R. F. ; TEODORO, E. B. - Simulação Da Propagação Bidimensional De Ondas Acústicas Através De Uma Malha De Guias Digitais De Ondas - 14° POSMEC - Simpósio do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica, Universidade Federal de Uberlândia, 2004

PARRA, L. C. - Steerable frequency-invariant beamforming for arbitrary arrays - J. Acoustic Soc. of Am., 119, 2006

PÉREZ-GONZÁLEZ, F.; LÓPEZ-VALCARCE, R. and MOSQUERA, C. - Road Vehicle Speed Estimation From A Two-Microphone Array - Proc. ICASSP, 2002

RAABE, H. P. - Fast Beamforming with Circular Receiving Arrays - Ibm J. Res. Develop - 1976

RABENSTEIN, R.; ZAYATI, A. - Sound Field Simulation by Computational Acoustics - International Journal of Adaptive Control and Signal Processing, Volume 14 Issue 6, 2000

RABINKIN D. V.; RENOMERON, R. J.; DAHL, A.; FRENCH, J. C.; FLANAGAN, J. L. - A DSP Implementation Of Source Localization Using Microphone Arrays - Research Technical Report, with Belcore, NSF and DARPA Grant, 1993

RAICHEL, D. R. - The Science and Applications of Acoustics - Springer Science Business, 2006

RATHI, N.; SHARMA, S. - QRD-RLS Adaptive Filter Based Antenna Beamforming for OFDM Systems - ICGST-PDCS, Volume 8, Dezembro de 2008

RAYKAR, V. C.; KOZINTSEV, I. V.; LIENHART, R.; - Position Calibration Of Microphones And Loudspeakers in Distributed Computing Platforms - IEEE Transactions On Speech And Audio Processing, Vol. 13, No. 1, January 2005

ROSSING, T. D. - Handbook of Acoustics - Springer, 2007

SANFORD, J. - Acoustic Refraction: A Three-Dimensional Shear Layer Correction for Microphone Measurements in an Open-Jet Acoustic Wind Tunnel - Journal of Undergraduate Research, University of Florida, Vol. 10, Issue 1, 2008



SAWADA, H.; MUKAI, R.; ARAKI, S.; MAKINO, S. - Multiple Source Localization using Independent Component Analysis - IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005

SCHETELIG, T.; RABENSTEIN, R. - Simulation Of Three-Dimensional Sound Propagation With Multidimensional Wave Digital Filters - IEEE Int. Conf. on Acoustics, Speech & Signal Processing (ICASSP), Seattle, USA, May 1998

SHI, Y. - Modeling of Acoustic Waves for Linear Phased Arrays - Dissertação M.Sc., MIT, 1998

SIJTSMA, P.; STOKER, R.W. - Determination of Absolute Contributions of Aircraft Noise Components using Fly-Over Array Measurements - 10th AIAA/CEAS Aerocoustics Conference, 2004

SRIDHARAN, S.; MCCOWAN, I. A. - Microphone Array Sub-Band Speech Recognition - IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, (ICASSP), 2001

STANTON, T. K.; CHU, D.; JECH, J. M.; IRISH, J. D. - New broadband methods for resonance classification and high-resolution imagery of fish with swimbladders using a modified commercial broadband echosounder - ICES Journal of Marine Science, 2010

STERGIOPOULOS, S. - Advanced signal processing handbook: theory and implementation for radar, sonar, and medical imaging real-time systems - CRC Press, 2001

SUYAMA, K.; TAKAHASHI, K. - A Talker Tracking Method Using Two Microphones Based On The Sound Source Localization - Proceedings of 2005 European Signal Processing Conference, EUSIPCO, 2005

TANG, C. F. T.; LIU, K. J. R. - A Fully Parallel and Pipelined Systolic Array for MVDR Beamforming – Relatório Técnico, Universidade de Maryland, 1991

TARRAN, C. - Advances in affordable digital array radar - IET Waveform Diversity & Digital Radar Conference, 2008

TASHEV, I. - Gain Self-Calibration Procedure for Microphone Arrays - IEEE International Conference on Multimedia and Expo (ICME), 2004

TASHEV, I. - Beamformer Sensitivity to Microphone Manufacturing Tolerances - Proceedings of Nineteenth International Conference Systems for Automation of Engineering and Research SAER 2005

VAN TREES, H. L. - Optimum Array Processing - Detection, Estimation and Modulation, John Wiley & Sons, 2002

VAN VEEN, B.; BUCKLEY, K. M. - Beamforming: A versatile approach to spatial filtering - IEEE ASSP Mag., 1988

WANG, Y. - Evaluating the Performance of underwater Acoustic Arrays for Multi-angle Swath bathymetry Applications - Thesis, Master of Applied Science, Simon Fraser University, 2005

WANG, Z., Editor - Very Large Scale Integration - cópia livre em <http://www.intechopen.com/books/vlsi> - Publicado por InTech, 2010

WU, P.; KAZYS, R.; STEPINSKI, T. - Analysis of the Numerically Implemented Angular Spectrum Approach based on the Evaluation of 2-D Acoustic Fields", Parts 1 and 2 – Journal of The Acoustic Society of America, 1996.

XU, L.; LI, H.; Cao, J.; LI, Y. - Influence Of Phased Array Pattern On Beam Directivity - International Journal of Innovative Computing, Information and Control, Volume 2, Number 2, April 2006

YAN, H.; ZHOU, S.; SHI, Z. J.; LI, B. - A DSP Implementation of OFDM Acoustic Modem - The ACM International Workshop on UnderWater Networks (WUWNet), 2007

YAMAHA Inc. - Digital Sound Projector Model YSP-4000, Yamaha Corporation of America, 2013, folhas de dados user-manual-YAMAHA-YSP-4000.PDF, na internet:

[http://usa.yamaha.com/products/audio-visual/digital-sound-projector/ysp-4000\\_black\\_\\_u/?mode=model](http://usa.yamaha.com/products/audio-visual/digital-sound-projector/ysp-4000_black__u/?mode=model)

YERMECHE, Z. - Soft-Constrained Subband Beamforming for Speech Enhancement - Doctoral Dissertation - Blekinge Institute of Technology, 2007

ZIOMEK, L. J. - Fundamentals of Acoustic Field Theory And Space-Time Signal Process, CRC Press, 1995



## Apêndice A – Listagens - Aquisição de Sinais/DSP

### A.1 - main.c

```
/*
**
** Projeto: AD0_a_AD3 = aquisição de microfones (com MUX) (C)_GM
**
** Descrição: Esta função faz a aquisição de sinais de 37 microfones
** Description: This function performs analog aquisition of 37 microphones
*****
Date Modified: 17/08/2010 Ver 1.0
Software: VisualDSP++ 5.0
Hardware: ADSP-BF533 EZ-KIT Lite
Connections: Four audio inputs sampled at 48 KSamples/seg
Purpose: To scan 37 multiplexed analog channels and convert to digital
          Uses Timer, and Interrupts (C language)
*****/

#include "Talkthrough.h" //AD
#include "ccblkfn.h"
#include "sysreg.h"
#include <stdlib.h>

#include <sys/exception.h> //FFT
#include <complex.h> //FFT
#include <filter.h> //FFT
#include <math.h> //FFT
#include <math_const.h> //FFT
#include <stdio.h>
#include <vector.h>
#include <fract.h>

// #include <time.h>
// #include <stdfix.h>
```

```

//----- //
// Variaveis //
//----- //

#define NUMTESTES 10
#define NUMPOINTS 1024
#define NUMPOINTS 4096

complex_fract16 w[NUMPOINTS]; //FFT //twiddle sequence
complex_fract16 out_LeftCh_0[NUMPOINTS];
complex_fract16 out_RightCh_0[NUMPOINTS];
complex_fract16 out_LeftCh_1[NUMPOINTS];
complex_fract16 out_RightCh_1[NUMPOINTS];
fract16 inp_LeftCh_0[NUMPOINTS];
fract16 inp_RightCh_0[NUMPOINTS];
fract16 inp_LeftCh_1[NUMPOINTS];
fract16 inp_RightCh_1[NUMPOINTS];

fract16 mag_LeftCh_0[NUMPOINTS/2];
fract16 mag_RightCh_0[NUMPOINTS/2];
fract16 mag_LeftCh_1[NUMPOINTS/2];
fract16 mag_RightCh_1[NUMPOINTS/2];

// fract16 fase_LeftCh_0[NUMPOINTS/2];
// fract16 fase_RightCh_0[NUMPOINTS/2];
// fract16 fase_LeftCh_1[NUMPOINTS/2];
// fract16 fase_RightCh_1[NUMPOINTS/2];

float magPrincipal_L0[24][NUMTESTES];
float magPrincipal_R0[24][NUMTESTES];
float magPrincipal_L1[24][NUMTESTES];
float magPrincipal_R1[24][NUMTESTES];

// output
section ("L1_data_a") float out[24 * 4];
// left input data from ad1836
int iChannel0LeftIn, iChannel1LeftIn;

```

```

// right input data from ad1836
int iChannel0RightIn, iChannel1RightIn;

// left output data for ad1836
// int iChannel0LeftOut, iChannel1LeftOut;
// right output data for ad1836
// int iChannel0RightOut, iChannel1RightOut;

// array for registers to configure the ad1836
// names are defined in "Talkthrough.h"
volatile short sCodec1836TxRegs[CODEC_1836_REGS_LENGTH] =
{
    DAC_CONTROL_1    | 0x000,
    DAC_CONTROL_2    | 0x000,
    DAC_VOLUME_0     | 0x3ff,
    DAC_VOLUME_1     | 0x3ff,
    DAC_VOLUME_2     | 0x3ff,
    DAC_VOLUME_3     | 0x3ff,
    DAC_VOLUME_4     | 0x3ff,
    DAC_VOLUME_5     | 0x3ff,
    ADC_CONTROL_1    | 0x000,
    ADC_CONTROL_2    | 0x180,
    ADC_CONTROL_3    | 0x000
};

// SPORT0 DMA transmit buffer
// volatile int iTxBuffer1[8];

// SPORT0 DMA receive buffer
volatile int iRxBuffer1[8];

fract32 V24conj[4 * 24 * NUMPOINTS];
                                     ////-
// int V24conj[98304]; // declared at Talkthrough.h... extern int V24conj[98304];

int amostra = 0;                       // amostras 0~4095 em cada conjunto de 4 mics
int Conj4Mics = 0;                     // GM - atual conjunto de 3 microfones ativos
int CompletouConj4Mics = 0;           // GM

```

```

int Conj4Misolado = 0;           // GM - |
int Conj4Mbit2 = 0;             // GM - |--variaveis do controle_mux()
int Conj4Mbits23 = 0;          // GM - |
int Conj4Mbits67 = 0;          // GM - |

fract32 *VCh0;
fract32 *VCh1;
fract32 *VCh2;
fract32 *VCh3;

// int locPrincipal;

//-----
// Function:  main
//-----
// Função main:inicializa os dispositivos envolvidos na conversão A/D e faz a FFT
// quando tiver um buffer completo de amostras (NUMPOINTS). Cada amostra que
// chega (4 canais) gera uma interrupção em SPORT0 e é lida em Process_Data()
//-----

void main()
{

// volatile clock_t clock_start;
// volatile clock_t clock_stop;
// double secs;
// clock_start = clock();

// Some_Function_Or_Code_To_Measure();
// veja ao final de main() ... clock_stop = clock();

sysreg_write(reg_SYSCFG, 0x32);      //Initialize System Configuration Register
Init_EBIU();
Init_Flash();
Init1836();
Init_Sport0();
Init_DMA();

```



```

// passei Init_Sport_Interrupts() e Enable_DMA_Sport0() para depois de
inicia_controle_mux()
// para evitar uma interrupção antes de escolher o 1o conjunto de microfones para
amostrar

//-----
// Function:  inicia_controle_mux
// Programa o estado inicial para os bits de controle das chaves analógicas do MUX
// Sets the inicial state for the MUX control bits
//-----

    *pFlashB_PortA_Data = 0x07; // "1" nos 3 1os bits de ativação de mics
                                // 0x07 = b#00000111
    *pFlashB_PortA_Data &= ~0x40; // "0" no 6o bit de FbPa
    *pFlashB_PortA_Data |= 0x40; // "1" no 6o bit de FbPa
    *pFlashB_PortA_Data &= ~0x40; // "0" no 6o bit de FbPa

    *pFlashB_PortA_Data = 0x00; // "0" nos outros bits de ativ de mics

    *pFlashB_PortA_Data &= ~0x80; // "0" no 7o bit de FbPa
    *pFlashB_PortA_Data |= 0x80; // "1" no 7o bit de FbPa
    *pFlashB_PortA_Data &= ~0x80; // "0" no 7o bit de FbPa

    *pFlashA_PortA_Data &= ~0xC0; // "0" no 6o e 7o bit de FaPa
    *pFlashA_PortA_Data |= 0xC0; // "1" no 6o e 7o bit de FaPa
    *pFlashA_PortA_Data &= ~0xC0; // "0" no 6o e 7o bit de FaPa

    *pFlashA_PortB_Data &= ~0xC0; // "0" no 6o e 7o bit de FaPb
    *pFlashA_PortB_Data |= 0xC0; // "1" no 6o e 7o bit de FaPb
    *pFlashA_PortB_Data &= ~0xC0; // "0" no 6o e 7o bit de FaPb

int i,j; //FFT
int wst = 1; //FFT
int n = NUMPOINTS; //FFT
int block_exponent; //FFT
int scale_method = 1; //FFT
// int amostra_atual = 0; //FFT
int teste = 1;

```

```

twidffttrad2_fr16(w, NUMPOINTS);      // Init twiddle factors
Init_Sport_Interrupts();
Enable_DMA_Sport0();

while(Conj4Mics < 25)      //24 ciclos e para; le seq pela USB (Conj4Mics < 1)
{

    if (CompletoConj4Mics == 1)
    {

        // FAZ FFT, se completou 1024 amostras (ou NUMPOINTS)
        // disable Sport0 RX interrupt
        *pSIC_IMASK = 0x00000000;
        ssync();

        VCh0 = V24conj + (Conj4Mics - 1) * (4 * NUMPOINTS);
        VCh1 = VCh0 + NUMPOINTS;
        VCh2 = VCh0 + (2 * NUMPOINTS);
        VCh3 = VCh0 + (3 * NUMPOINTS);

        for (i=0; i<NUMPOINTS; i++)
        {
            inp_LeftCh_0[i] = trunc_fr1x32(VCh0[i]);
            inp_RightCh_0[i] = trunc_fr1x32(VCh1[i] * (+1.000433));
// ajustes de escala do circuito de entrada
            inp_LeftCh_1[i] = trunc_fr1x32(VCh2[i] * (-1.31429));
            inp_RightCh_1[i] = trunc_fr1x32(VCh3[i] * (-1.31373));

        }

        rfft_fr16(inp_LeftCh_0, out_LeftCh_0, w, wst, n, 0, 1);
        rfft_fr16(inp_RightCh_0, out_RightCh_0, w, wst, n, 0, 1);
        rfft_fr16(inp_LeftCh_1, out_LeftCh_1, w, wst, n, 0, 1);
        rfft_fr16(inp_RightCh_1, out_RightCh_1, w, wst, n, 0, 1);

        for (i=0; i<NUMPOINTS/2; i++)
        {

```

```

        mag_LeftCh_0[i] = cabs_fr16(out_LeftCh_0[i]);
        // saída em vetores de magnitudes
        mag_RightCh_0[i] = cabs_fr16(out_RightCh_0[i]);
        mag_LeftCh_1[i] = cabs_fr16(out_LeftCh_1[i]);
        mag_RightCh_1[i] = cabs_fr16(out_RightCh_1[i]);
    }

    // filtro retangular nas 20 primeiras amostras de frequencia
    // (teste mínimo em 1,4 KHz passa ... corta o Ao de Fourier)

    for (i=0; i<21; i++) // equivale a começar de 21 no loop acima
    {
        mag_LeftCh_0[i] = 0;
        mag_RightCh_0[i] = 0;
        mag_LeftCh_1[i] = 0;
        mag_RightCh_1[i] = 0;
    }

    magPrincipal_L0[Conj4Mics-1][teste-1] =
vecmax_fr16(mag_LeftCh_0, NUMPOINTS/2);
    magPrincipal_R0[Conj4Mics-1][teste-1] =
vecmax_fr16(mag_RightCh_0, NUMPOINTS/2);
    magPrincipal_L1[Conj4Mics-1][teste-1] =
vecmax_fr16(mag_LeftCh_1, NUMPOINTS/2);
    magPrincipal_R1[Conj4Mics-1][teste-1] =
vecmax_fr16(mag_RightCh_1, NUMPOINTS/2);

// MANIPULAÇÃO DE BITS DE CONTROLE DO MUX A CADA 1024 AMOSTRAS

    static unsigned char uF_Ativos; // = 0x07;

    // desligar a última sequ. de padrão de 3 microf. ativos da direção anterior

    *pFlashB_PortA_Data = 0x0; // "0" em todos os 6 bits

    *pFlashB_PortA_Data &= ~0xC0; // "0" no 6o e 7o bit
    *pFlashB_PortA_Data |= 0xC0; // "1" no 6o e 7o bit
    *pFlashB_PortA_Data &= ~0xC0; // "0" no 6o e 7o bit

```

```

*pFlashA_PortA_Data &= ~0xC0; // "0" no 6o e 7o bit
*pFlashA_PortA_Data |= 0xC0; // "1" no 6o e 7o bit
*pFlashA_PortA_Data &= ~0xC0; // "0" no 6o e 7o bit

*pFlashA_PortB_Data &= ~0xC0; // "0" no 6o e 7o bit
*pFlashA_PortB_Data |= 0xC0; // "1" no 6o e 7o bit
*pFlashA_PortB_Data &= ~0xC0; // "0" no 6o e 7o bit

// Códigos 2 bits menos signif. geram sequ. de 4 padrões de 3 microf. ativos

if(Conj4Mics < 24)
{

    uF_Ativos = 0x07 * (pow (2 , (Conj4Mics & 0x03)));
    *pFlashA_PortB_Data = uF_Ativos; // GM - Leds ativos Flash A Port B
    *pFlashB_PortA_Data = uF_Ativos; // GM - Mics ativos Flash B Port A

    // Códigos de 3 bits mais signif. geram máscaras p/ 6 clocks

    // Flash B Port A
    // 1- Isolar os 2 bits mais significativos destes 3:
    Conj4Misolado = (Conj4Mics) & (0x18);
    // 2- Comparar com ZERO e, se for ZERO,
    // ligar um dos dois bits (6 e 7) que irão para FBPA:
    if (!(Conj4Misolado))
    {
        // 2a- Isolar o bit menos signif. destes 3:
        Conj4Mbit2 = (Conj4Mics) & (0x04); // 000 ou 001
        // 2b- Soma 1 no código de 3 bits mais signif.:
        Conj4Mbits23 = Conj4Mbit2 + 0x04; // 001 ou 010
        // 2c- Rodar 4 bits para a esquerda, para bits 2 e 3
        // assumirem as posições de bits 6 e 7:
        Conj4Mbits67 = Conj4Mbits23 << 4;
        // 2d- Gerar um pulso no devido clock,
        // mascarando ISRNbits67 (&, |, &) em FBPA
        *pFlashB_PortA_Data &= ~Conj4Mbits67; // "0" no 6º/7º bit
        *pFlashB_PortA_Data |= Conj4Mbits67; // "1" no 6º/7º bit
    }
}

```

```
*pFlashB_PortA_Data &= ~Conj4Mbits67;    // "0" no 6º/7º bit
}
```

```
// Flash A Port A
// 3- Isolar o bit do meio destes 3:
Conj4Misolado = (Conj4Mics) & (0x08);
// 4- Comparar com ZERO e, se não for ZERO,
// ligar um dos dois bits (6e7) que irão para FAPA:
if (Conj4Misolado)
{
    // 4a- Isolar o bit menos signif. destes 3:
    Conj4Mbit2 = (Conj4Mics) & (0x04); // 000 ou 001
    // 4b- Soma 1 no código de 3 bits mais signif.:
    Conj4Mbits23 = Conj4Mbit2 + 0x04; // 001 ou 010
    // 4c- Rodar 4 bits para a esquerda, para bits 2 e 3
    // assumirem as posições de bits 6 e 7:
    Conj4Mbits67 = Conj4Mbits23 << 4;
    // 4d- Gerar um pulso no devido clock,
    // mascarando ISRNbits67 (&, |, &) em FAPA
    *pFlashA_PortA_Data &= ~Conj4Mbits67; // "0" no 7º bit
    *pFlashA_PortA_Data |= Conj4Mbits67; // "1" no 7º bit
    *pFlashA_PortA_Data &= ~Conj4Mbits67; // "0" no 7º bit
}
```

```
// Flash A Port B
// 5- Isolar o bit mais significativos destes 3:
Conj4Misolado = (Conj4Mics) & (0x10);
// 6- Comparar com ZERO e, se não for ZERO,
// ligar um dos dois bits (6e7) que irão para FAPB:
if (Conj4Misolado)
{
    // 6a- Isolar o bit menos signif. destes 3:
    Conj4Mbit2 = (Conj4Mics) & (0x04); // 000 ou 001
    // 6b- Soma 1 no código de 3 bits mais signif.:
    Conj4Mbits23 = Conj4Mbit2 + 0x04; // 001 ou 010
    // 6c- Rodar 4 bits para a esquerda, para bits 2 e 3
    // assumirem as posições de bits 6 e 7:
    Conj4Mbits67 = Conj4Mbits23 << 4;
```

```

// 6d- Gerar um pulso no devido clock, mascarando
// ISRNbits67 (&, |, &) em FAPB
*pFlashA_PortB_Data &= ~Conj4Mbits67; // "0" no 7o bit
*pFlashA_PortB_Data |= Conj4Mbits67; // "1" no 7o bit
*pFlashA_PortB_Data &= ~Conj4Mbits67; // "0" no 7o bit
}
}

```

```

CompletouConj4Mics = 0;

```

```

if (Conj4Mics < 24)
{
    // enable Sport0 RX interrupt
    *pSIC_IMASK = 0x00000200;
    ssync();
    // Conj4Mics--;
}
else // este "else" é para rodar contínuo
{
    Conj4Mics = 0; // =0 para recomeçar (contínuo) OU
    // Conj4Mics = 25; // =25 para parar
    // ("comentar" também o "enable Sport0 RX interrupt" abaixo)
    teste++;
    if (teste < NUMTESTES+1)
    // Function: inicia_controle_mux
    {
        // void inicia_controle_mux();

        *pFlashB_PortA_Data = 0x07;
        // "1" nos 3 primeiros bits de ativação de microfones
        // 0x07 = b#00000111
        *pFlashB_PortA_Data &= ~0x40;
        // "0" no 6o bit de FbPa
        *pFlashB_PortA_Data |= 0x40;
        // "1" no 6o bit de FbPa
    }
}

```

```

        *pFlashB_PortA_Data &= ~0x40;
        // "0" no 6o bit de FbPa

        *pFlashB_PortA_Data = 0x00;
        // "0" em todos os outros bits de ativação de mics
            *pFlashB_PortA_Data &= ~0x80;
        // "0" no 7o bit de FbPa
        *pFlashB_PortA_Data |= 0x80;
        // "1" no 7o bit de FbPa
        *pFlashB_PortA_Data &= ~0x80;
        // "0" no 7o bit de FbPa

        *pFlashA_PortA_Data &= ~0xC0;
        // "0" no 6o e 7o bit de FaPa
        *pFlashA_PortA_Data |= 0xC0;
        // "1" no 6o e 7o bit de FaPa
        *pFlashA_PortA_Data &= ~0xC0;
        // "0" no 6o e 7o bit de FaPa

        *pFlashA_PortB_Data &= ~0xC0;
        // "0" no 6o e 7o bit de FaPb
        *pFlashA_PortB_Data |= 0xC0;
        // "1" no 6o e 7o bit de FaPb
        *pFlashA_PortB_Data &= ~0xC0;
        // "0" no 6o e 7o bit de FaPb

        // enable Sport0 RX interrupt
        *pSIC_IMASK = 0x00000200;

        ssync();
    }
    else Conj4Mics = 25;        // =25 para parar
}
// Conj4Mics++;
}
}
FILE *fid;

```

```

fid = fopen("FTmg.dat", "w");

for (teste=0; teste<NUMTESTES; teste++)
{
    for (Conj4Mics=0; Conj4Mics<24; Conj4Mics++)
    {
        fprintf(fid, " %5.0f %5.0f %5.0f %5.0f\n",
magPrincipal_L0[Conj4Mics][teste], magPrincipal_R0[Conj4Mics][teste],
magPrincipal_L1[Conj4Mics][teste], magPrincipal_R1[Conj4Mics][teste]);
    }
    fprintf(fid, "%d\n", teste+1);
}

fclose(fid);

/*

FILE *gid;
gid = fopen("Samp.dat", "w"); //--//

for (Conj4Mics=0; Conj4Mics<24; Conj4Mics++)
{
    for (i=0; i<NUMPOINTS; i++)
    {
        VCh0 = V24conj + (Conj4Mics) * (4 * NUMPOINTS);
        VCh1 = VCh0 + NUMPOINTS;

        VCh2 = VCh0 + (2 * NUMPOINTS);

        VCh3 = VCh0 + (3 * NUMPOINTS);
        fprintf(gid, " %11.0d %11.0d %11.0d %11.0d\n", VCh0[i],
VCh1[i]*(+1.000433), VCh2[i]*(-1.31429), VCh3[i]*(-1.31373));
    }
    fprintf(gid, "%d\n", Conj4Mics);
}
fclose(gid); //--//

*/

```



```

FILE *hid;
hid = fopen("Samq.dat", "w"); //--//

for (Conj4Mics=0; Conj4Mics<24; Conj4Mics++)
{
    for (i=0; i<NUMPOINTS; i++)
    {
        VCh0 = V24conj + (Conj4Mics) * (4 * NUMPOINTS);
        VCh1 = VCh0 + NUMPOINTS;
        VCh2 = VCh0 + (2 * NUMPOINTS);
        VCh3 = VCh0 + (3 * NUMPOINTS);

        inp_LeftCh_0[i] = trunc_fr1x32(VCh0[i]);
        inp_RightCh_0[i] = trunc_fr1x32(VCh1[i] * (+1.000433));
        // ajustes de escala do circuito de entrada
        inp_LeftCh_1[i] = trunc_fr1x32(VCh2[i] * (-1.31429));
        inp_RightCh_1[i] = trunc_fr1x32(VCh3[i] * (-1.31373));
        fprintf(hid, " %6.0d %6.0d %6.0d %6.0d\n", inp_LeftCh_0[i],
inp_RightCh_0[i], inp_LeftCh_1[i], inp_RightCh_1[i]);
    }
    fprintf(hid, "%d\n", Conj4Mics);
}
fclose(hid); //--//

// clock_stop = clock();
// secs = ((double) (clock_stop - clock_start)) / CLOCKS_PER_SEC;
// printf("Time taken is %e seconds \n",secs);
exit(EXIT_SUCCESS);

}

```

**A.2 – Process\_data.c**

```

#include "Talkthrough.h" //AD

//-----//
// Function:  Process_Data()           //
//           //                         //

// Description: This function is called from the SPORT0 ISR every //
// time a complete audio frame has been received. The new //
// input samples can be found in the variables iChannel0LeftIn, //
// iChannel0RightIn, iChannel1LeftIn and iChannel1RightIn //
// respectively. The processed data should be stored in //
// iChannel0LeftOut, iChannel0RightOut, iChannel1LeftOut, //
// iChannel1RightOut, iChannel2LeftOut and iChannel2RightOut //
// respectively. //
//-----//

void Process_Data(void)
{

// iChannel0LeftOut = iChannel0LeftIn;
// iChannel0RightOut = iChannel0RightIn;
// iChannel1LeftOut = iChannel1LeftIn;
// iChannel1RightOut = iChannel1RightIn;

// administra um vetor de 1024 amostras para cada um dos 24 conjuntos de 4 micr
// = Jumps to the next microphone buffer with 1024 samples

#define NUMPOINTS 1024 // #define NUMPOINTS 4096

if (amostra > 63)
{

VCh0 = V24conj + (Conj4Mics * 4 * NUMPOINTS) + (amostra - 64);
VCh1 = VCh0 + NUMPOINTS;

```

```

VCh2 = VCh0 + (2 * NUMPOINTS);
VCh3 = VCh0 + (3 * NUMPOINTS);

*VCh0 = iChannel0LeftIn;
*VCh1 = iChannel0RightIn;
*VCh2 = iChannel1LeftIn;
*VCh3 = iChannel1RightIn;

}

}

```

### A.3 – ISRs.c

```

#include "Talkthrough.h" //AD
#include "math.h" // AD

//-----//
// Function: Sport0_RX_ISR (AD) //
// // //
// Description: This ISR is executed after complete frame of input data //
// has been received. The new samples are stored in //
// iChannel0LeftIn, iChannel0RightIn, iChannel1LeftIn and //
// iChannel1RightIn respectively. Then the function //
// Process_Data() is called in which user code can be executed. //
//----- //
EX_INTERRUPT_HANDLER(Sport0_RX_ISR)
{

    // confirm interrupt handling
    *pDMA1_IRQ_STATUS = 0x0001;

    // copy input data from dma input buffer into variables
    iChannel0LeftIn = iRxBuffer1[INTERNAL_ADC_L0];
    iChannel0RightIn = iRxBuffer1[INTERNAL_ADC_R0];
    iChannel1LeftIn = iRxBuffer1[INTERNAL_ADC_L1];
    iChannel1RightIn = iRxBuffer1[INTERNAL_ADC_R1];
}

```

```

// call function that contains user code

Process_Data();

// copy processed data from variables into dma output buffer
// finalizadas 1024 amostras de um conjunto de 4 micr, manipula os 12 bits
// de controle do MUX para ativar o próximo conjunto de 4 microfones

#define NUMPOINTS 1024
amostra = amostra + 1;
if (amostra == NUMPOINTS + 64)
// 1024 + 64 = 1088 p/ desprezar as 64 primeiras, há ruído na 48a
{
    Conj4Mics = Conj4Mics + 1;
    // atualiza contagem de Conj4Mics = 0 a 23,
    // Conj4Mics = Conj4Mics + 0 para loop
    // void controle_mux(void);
    // AD - - - (não muda se =24, só zera, teste lá)
    amostra = 0;
    CompletouConj4Mics = 1;
}
}
}

```

#### A.4 – Initialization.c

```

#include "Talkthrough.h" //AD

//----- //
// Function:  Init_EBIU //
// Parameters:  None //
// Return:     None //
// Description:  This function initializes and enables the asynchronous //
// memory banks for the External Bus Interface Unit (EBIU), so //
// that access to Flash A is possible. //
//----- //

```

```

void Init_EBIU(void)
{
    *pEBIU_AMBCTL0 = 0x7bb07bb0;
    *pEBIU_AMBCTL1 = 0x7bb07bb0;
    *pEBIU_AMGCTL  = 0x000f;
}

//-----//
// Function:  Init_Flash //
// Parameters:  None //
// Return:     None //
// Description:  This function sets the pin dir of PortB in FlashA //
//              to output. //
// The LEDs on the ADSP-BF533 EZ-KIT are connected to Port B. //
//-----//

void Init_Flash(void)
{
    *pFlashA_PortA_Dir |= 0xc0; // GM, forca "1" nos 2 bits mais signific.
    *pFlashA_PortB_Dir = 0xff; // GM, era 0x3f, so para os 6 leds
    *pFlashB_PortA_Dir = 0xff; // GM, 8 bits disponiveis, configura como saída
    // Port A in Flash A to output. The AD1836_RESET is connected to Port A
    *pFlashA_PortA_Dir |= 0x1; // AD, forca "1" no bit menos signific.
}

// AD inicializa dispositivos envolvidos com o conv. A/D
//-----//
// Function:  Init1836() //
// // //
// Description: This function sets up the SPI port to configure the AD1836. //
// The content of the array sCodec1836TxRegs is sent to the //
// codec. //
//-----//

void Init1836(void)
{
    int i;

```

```

int j;
static unsigned char ucActive_LED = 0x01;
// write to Port A to reset AD1836
*pFlashA_PortA_Data = 0x00;
//AD força zeros... original==> *pFlashA_PortA_Data &= 0x03;
// write to Port A to enable AD1836
*pFlashA_PortA_Data = ucActive_LED;
// wait to recover from reset
for (i=0; i<0xf000; i++) asm("nop;");
// asm("nop;"); ==> a mais, no Talkthrough-TDM(C);
// E UM ZERO A MAIS NA CONTAGEM
// Enable PF4
*pSPI_FLG = FLS4;
// Set baud rate SCK = HCLK/(2*SPIBAUD) SCK = 2MHz
*pSPI_BAUD = 16;
// configure spi port
// SPI DMA write, 16-bit data, MSB first, SPI Master
*pSPI_CTL = TIMOD_DMA_TX | SIZE | MSTR;
// Set up DMA5 to transmit
// Map DMA5 to SPI
*pDMA5_PERIPHERAL_MAP = 0x5000;
// Configure DMA5
// 16-bit transfers
*pDMA5_CONFIG = WDSIZE_16;
// Start address of data buffer
*pDMA5_START_ADDR = (void *)sCodec1836TxRegs;
// DMA inner loop count
*pDMA5_X_COUNT = CODEC_1836_REGS_LENGTH;
//#define CODEC_1836_REGS_LENGTH    11 (Talkthrough.h)
// Inner loop address increment
*pDMA5_X_MODIFY = 2;
// enable DMAs
*pDMA5_CONFIG = (*pDMA5_CONFIG | DMAEN);
// enable spi
*pSPI_CTL = (*pSPI_CTL | SPE);
// wait until dma transfers for spi are finished
for (j=0; j<0xaff0; j++) asm("nop;");
// for (j=0; j<0xaff; j++); original... aff0+asm("nop;"), no Talkthrough

```

```

    // disable spi
    *pSPI_CTL = 0x0000;
}

//----- //
// Function:  Init_Sport0 //
// Description:  Configure Sport0 for TDM mode, to transmit/receive data //
// to/from the AD1836. Configure Sport for external clocks and //
// frame syncs. //
//----- //

void Init_Sport0(void)
{
    // Sport0 receive configuration
    // External CLK, External Frame sync, MSB first
    // 32-bit data
    *pSPORT0_RCR1 = RFSR;
    *pSPORT0_RCR2 = SLEN_32;

    // Sport0 transmit configuration
    // External CLK, External Frame sync, MSB first
    // 24-bit data
    *pSPORT0_TCR1 = TFSR;
    *pSPORT0_TCR2 = SLEN_32;

    // Enable MCM 8 transmit & receive channels
    *pSPORT0_MTCS0 = 0x000000FF;
    *pSPORT0_MRCS0 = 0x000000FF;

    // Set MCM configuration register and enable MCM mode
    *pSPORT0_MCMC1 = 0x0000;
    *pSPORT0_MCMC2 = 0x101c;
}

//----- //
// Function:  Init_DMA //
// Description: Initialize DMA1 in autobuffer mode to receive and DMA2 in //
// autobuffer mode to transmit //

```

```
//-----  
  
void Init_DMA(void)  
{  
    // Set up DMA1 to receive  
    // Map DMA1 to Sport0 RX  
    *pDMA1_PERIPHERAL_MAP = 0x1000;  
  
    // Configure DMA1  
    // 32-bit transfers, Interrupt on completion, Autobuffer mode  
    *pDMA1_CONFIG = WNR | WDSIZE_32 | DI_EN | FLOW_1;  
  
    // Start address of data buffer  
    *pDMA1_START_ADDR = (void *)iRxBuffer1;  
  
    // DMA inner loop count  
    *pDMA1_X_COUNT = 8; // experimete =2  
  
    // Inner loop address increment  
    *pDMA1_X_MODIFY = 4;  
  
    // Set up DMA2 to transmit  
    // Map DMA2 to Sport0 TX  
//    *pDMA2_PERIPHERAL_MAP = 0x2000;  
  
    // Configure DMA2  
    // 32-bit transfers, Autobuffer mode  
//    *pDMA2_CONFIG = WDSIZE_32 | FLOW_1;  
  
    // Start address of data buffer  
//    *pDMA2_START_ADDR = (void *)iTxBuffer1;  
  
    // DMA inner loop count  
//    *pDMA2_X_COUNT = 8; // experimete =2  
  
    // Inner loop address increment  
//    *pDMA2_X_MODIFY = 4;
```



```

}

//----- //
// Function:  Init_Interrupts //
// Description: Initialize Interrupt for Sport0 RX //
//----- //

void Init_Sport_Interrupts(void)
{
    // Set Sport0 RX (DMA1) interrupt priority to 2 = IVG9
    *pSIC_IAR0 = 0xffffffff;
    *pSIC_IAR1 = 0xfffff2f;
    *pSIC_IAR2 = 0xffffffff;
    // assign ISRs to interrupt vectors
    // Sport0 RX ISR -> IVG 9
    register_handler(ik_ivg9, Sport0_RX_ISR);
    // enable Sport0 RX interrupt
    *pSIC_IMASK = 0x00000200;
    ssync();
}

//----- //
// Function:  Enable_DMA_Sport //
// Description:      Enable DMA1, DMA2, Sport0 TX and Sport0 RX //
//----- //

void Enable_DMA_Sport0(void)
{
    // enable DMAs
    *pDMA2_CONFIG = (*pDMA2_CONFIG | DMAEN);
    *pDMA1_CONFIG = (*pDMA1_CONFIG | DMAEN);

    // enable Sport0 TX and RX
    *pSPORT0_TCR1 = (*pSPORT0_TCR1 | TSPEN);
    *pSPORT0_RCR1 = (*pSPORT0_RCR1 | RSPEN);
}

```

## A.5 - Talkthrough.h

```

#ifndef __Talkthrough_DEFINED
    #define __Talkthrough_DEFINED

//-----//
// Header files                                     //
//-----//

#include <sys\exception.h>
#include <sys/05000311.h>
#include <cdefBF533.h>
#include <ccblkfn.h>
#include <sysreg.h>

//-----//
// Symbolic constants                               //
//-----//

// addresses for Port B in Flash A
// #define pFlashA_PortA_Dir    (volatile unsigned char *)0x20270006
// #define pFlashA_PortA_Data   (volatile unsigned char *)0x20270004

// GM - para usar os 8 bits da Flash A (Port B) disponíveis //
#define pFlashA_PortB_Dir (volatile unsigned char *)0x20270007
#define pFlashA_PortB_Data    (volatile unsigned char *)0x20270005

// GM - para usar os 8 bits da Flash A (PortA) disponíveis //
#define pFlashA_PortA_Dir (volatile unsigned char *)0x20270006
#define pFlashA_PortA_Data    (volatile unsigned char *)0x20270004

// GM - para usar os 8 bits da Flash B (PortA) disponíveis //
#define pFlashB_PortA_Dir (volatile unsigned char *)0x202E0006
#define pFlashB_PortA_Data    (volatile unsigned char *)0x202E0004

// names for codec registers, used for iCodec1836TxRegs[]
#define DAC_CONTROL_1        0x0000
#define DAC_CONTROL_2        0x1000

```

```
#define DAC_VOLUME_0      0x2000
#define DAC_VOLUME_1      0x3000
#define DAC_VOLUME_2      0x4000
#define DAC_VOLUME_3      0x5000
#define DAC_VOLUME_4      0x6000
#define DAC_VOLUME_5      0x7000
#define ADC_0_PEAK_LEVEL  0x8000
#define ADC_1_PEAK_LEVEL  0x9000
#define ADC_2_PEAK_LEVEL  0xA000
#define ADC_3_PEAK_LEVEL  0xB000
#define ADC_CONTROL_1     0xC000
#define ADC_CONTROL_2     0xD000
#define ADC_CONTROL_3     0xE000

// names for slots in ad1836 audio frame
#define INTERNAL_ADC_L0    0
#define INTERNAL_ADC_L1    1
#define INTERNAL_ADC_R0    4
#define INTERNAL_ADC_R1    5
#define INTERNAL_DAC_L0    0
#define INTERNAL_DAC_L1    1
#define INTERNAL_DAC_L2    2
#define INTERNAL_DAC_R0    4
#define INTERNAL_DAC_R1    5
#define INTERNAL_DAC_R2    6

// size of array iCodec1836TxRegs and iCodec1836RxRegs
#define CODEC_1836_REGS_LENGTH  11

// SPI transfer mode
#define TIMOD_DMA_TX 0x0003

// SPORT0 word length
#define SLEN_32  0x001f

// DMA flow mode
#define FLOW_1  0x1000
```

```

//#define NUMTESTES 10 //FFT
#define NUMPOINTS 1024 //FFT
// #define NUMPOINTS 4096 //FFT

//-----//
// Global variables //
//-----//

extern int iChannel0LeftIn;
extern int iChannel0RightIn;
// extern int iChannel0LeftOut;
// extern int iChannel0RightOut;
extern int iChannel1LeftIn;
extern int iChannel1RightIn;
// extern int iChannel1LeftOut;
// extern int iChannel1RightOut;
extern volatile short sCodec1836TxRegs[];
extern volatile int iRxBuffer1[];
// extern volatile int iTxBuffer1[];

extern fract32 V24conj[4 * 24 * NUMPOINTS];
// GM - vetor com todas as amostras
extern int amostra; // GM - amostras de 0 a 1023 em cada conjunto de 4 mics
extern int Conj4Mics; // GM - atual conjunto de 3 microfones ativos
extern int CompletouConj4Mics; // GM
extern int Conj4Misolado; // GM - |
extern int Conj4Mbit2; // GM - |--variaveis do controle_mux()
extern int Conj4Mbits23; // GM - |
extern int Conj4Mbits67; // GM - |

extern fract32 *VCh0;
extern fract32 *VCh1;
extern fract32 *VCh2;
extern fract32 *VCh3;

//extern float magPrincipal_L0[24][NUMTESTES];
//extern float magPrincipal_R0[24][NUMTESTES];
//extern float magPrincipal_L1[24][NUMTESTES];

```

```
//extern float magPrincipal_R1[24][NUMTESTES];

extern float err_R0;
extern float err_L1;
extern float err_R1;

// extern int locPrincipal;

//-----//
// Prototypes //
//-----//

// in file Initialisation.c
void Init_EBIU(void);
void Init_Flash(void);
void Init1836(void);
void Init_Sport0(void);
void Init_DMA(void);
void Init_Sport_Interrupts(void);
void Enable_DMA_Sport0(void);

// void Init_Flags(void);
// void Init_Timers(void);
// void Init_Interrupts(void);

// in file Process_data.c
void Process_Data(void);

// in file ISRs.c
EX_INTERRUPT_HANDLER(Sport0_RX_ISR);
// void controle_mux(void);

// in file main.c
// void inicia_controle_mux();
// void controle_mux();

#endif //__Talkthrough_DEFINED
```

## Apêndice B – Listagens – Visualização/Matlab

### B.1 - VarreCal647280\_ArLivre\_Media\_RetoDeslocK.m

(gera arquivo com multiplicadores de calibração)

% A amplitude captada por cada microfone é normalizada e plotada em 3o eixo em 3D

clc

clear

Coorden = [ ...

067.564 059.182

130.048 059.182

109.220 059.182

088.392 059.182

046.736 059.182

025.908 059.182

005.080 059.182

114.427 086.233

098.806 077.216

083.185 068.199

051.943 050.165

036.322 041.148

020.701 032.131

098.806 113.284

088.392 095.250

077.978 077.216

057.150 041.148

046.736 023.114

036.322 005.080

067.564 113.284

067.564 095.250

067.564 077.216

067.564 041.148

067.564 023.114

067.564 005.080

```

036.322 113.284
046.736 095.250
057.150 077.216
077.978 041.148
088.392 023.114
098.806 005.080
020.701 086.233
036.322 077.216
051.943 068.199
083.185 050.165
098.806 041.148
114.427 032.131 ];

```

```
ti = 0:0.5:135;
```

```
[XI,YI] = meshgrid(ti,ti);
```

```
F = [ 64 72 80 ];
```

```
A = [ 13 ];
```

```
S = [ 1 2 ];
```

```
% scrsz = get(0,'ScreenSize');
```

```
% figure('Position',[1 scrsz(4)/2 scrsz(3)/2 scrsz(4)/2])
```

```
for fi = 1:3
```

```
    for ai = 1:1
```

```
        for si = 1:2
```

```
            f = num2str(F(fi), '%01.2d'); % f = int2str(F(fi));
```

```
            a = num2str(A(ai), '%01.2d'); % a = int2str(A(ai));
```

```
            s = num2str(S(si), '%01.2d'); % s = int2str(S(si));
```

```
            Ms = ['FTmga' f a s '.dat'];
```

```
        M = dlmread(Ms);
```

```
        for teste = 5:10
```

```
            desl=(teste-1)*25;
```

```
            M1(:,teste-4) = [...
```

```
                1
```

```
                M(1+desl,1)/M(1+desl,2)
```

```
                M(1+desl,1)/M(1+desl,3)
```

```

M(1+desl,1)/M(1+desl,4)
M(4+desl,1)/M(4+desl,2)
M(4+desl,1)/M(4+desl,3)
M(4+desl,1)/M(4+desl,4)
M(5+desl,1)/M(5+desl,2)
M(5+desl,1)/M(5+desl,3)
M(5+desl,1)/M(5+desl,4)
M(8+desl,1)/M(8+desl,2)
M(8+desl,1)/M(8+desl,3)
M(8+desl,1)/M(8+desl,4)
M(9+desl,1)/M(9+desl,2)
M(9+desl,1)/M(9+desl,3)
M(9+desl,1)/M(9+desl,4)
M(12+desl,1)/M(12+desl,2)
M(12+desl,1)/M(12+desl,3)
M(12+desl,1)/M(12+desl,4)
M(13+desl,1)/M(13+desl,2)
M(13+desl,1)/M(13+desl,3)
M(13+desl,1)/M(13+desl,4)
M(16+desl,1)/M(16+desl,2)
M(16+desl,1)/M(16+desl,3)
M(16+desl,1)/M(16+desl,4)
M(17+desl,1)/M(17+desl,2)
M(17+desl,1)/M(17+desl,3)
M(17+desl,1)/M(17+desl,4)
M(20+desl,1)/M(20+desl,2)
M(20+desl,1)/M(20+desl,3)
M(20+desl,1)/M(20+desl,4)
M(21+desl,1)/M(21+desl,2)
M(21+desl,1)/M(21+desl,3)
M(21+desl,1)/M(21+desl,4)
M(24+desl,1)/M(24+desl,2)
M(24+desl,1)/M(24+desl,3)
M(24+desl,1)/M(24+desl,4) ];
end

M2(:,si) = transp(mean(M1'));

```



```

end

% Tira media de 2 testes, reto e deslocado/inclinado
M3 = transp(mean(M2'));

figure
ZI = griddata(Coorden(:,1),Coorden(:,2),M3,XI,YI,'cubic');
% Plot gridded data with the nonuniform points used to generate it
mesh(XI,YI,ZI)
% surf(XI,YI,ZI)

% pontos cheios nas posicoes dos microfones
hold on
plot3(Coorden(:,1),Coorden(:,2),M3,'o',...
      'LineStyle','none',...
      'MarkerEdgeColor','k',...
      'MarkerFaceColor','k',...
      'MarkerSize',4);
      % 'LineWidth',2,'MarkerFaceColor',[.49 1 .63],...
hold off
% daspect([5 5 5])
% axis tight
% view(0,0)
axis([0 135 0 135 0 2.5])
view(-10,70)
% camlight left

% print ('-djpeg100', ['CAL_Media_RetoDesloc_' f a '.jpg'])
Cs = ['CAL_Media_RetoDesloc_' f a '.dat'];
dlmwrite(Cs, M3, '\n')

end

end

```

## **B.2 - VarreMedida\_Alto23\_CalMediaK.m** **(faz calibração nas medidas e plota em 3D)**

% A amplitude medida é calibrada e plotada em 3o eixo em 3D interpolado

clc

clear

Coorden = [ ...

067.564 059.182

130.048 059.182

109.220 059.182

088.392 059.182

046.736 059.182

025.908 059.182

005.080 059.182

114.427 086.233

098.806 077.216

083.185 068.199

051.943 050.165

036.322 041.148

020.701 032.131

098.806 113.284

088.392 095.250

077.978 077.216

057.150 041.148

046.736 023.114

036.322 005.080

067.564 113.284

067.564 095.250

067.564 077.216

067.564 041.148

067.564 023.114

067.564 005.080

036.322 113.284

046.736 095.250

057.150 077.216

077.978 041.148



```

Cal(6,fi)*M(4+desl,3)/M(4+desl,1)
Cal(7,fi)*M(4+desl,4)/M(4+desl,1)
Cal(8,fi)*M(5+desl,2)/M(5+desl,1)
Cal(9,fi)*M(5+desl,3)/M(5+desl,1)
Cal(10,fi)*M(5+desl,4)/M(5+desl,1)
Cal(11,fi)*M(8+desl,2)/M(8+desl,1)
Cal(12,fi)*M(8+desl,3)/M(8+desl,1)
Cal(13,fi)*M(8+desl,4)/M(8+desl,1)
Cal(14,fi)*M(9+desl,2)/M(9+desl,1)
Cal(15,fi)*M(9+desl,3)/M(9+desl,1)
Cal(16,fi)*M(9+desl,4)/M(9+desl,1)
Cal(17,fi)*M(12+desl,2)/M(12+desl,1)
Cal(18,fi)*M(12+desl,3)/M(12+desl,1)
Cal(19,fi)*M(12+desl,4)/M(12+desl,1)
Cal(20,fi)*M(13+desl,2)/M(13+desl,1)
Cal(21,fi)*M(13+desl,4)/M(13+desl,1)
Cal(22,fi)*M(13+desl,1)/M(13+desl,1)
Cal(23,fi)*M(16+desl,2)/M(16+desl,1)
Cal(24,fi)*M(16+desl,3)/M(16+desl,1)
Cal(25,fi)*M(16+desl,4)/M(16+desl,1)
Cal(26,fi)*M(17+desl,2)/M(17+desl,1)
Cal(27,fi)*M(17+desl,3)/M(17+desl,1)
Cal(28,fi)*M(17+desl,4)/M(17+desl,1)
Cal(29,fi)*M(20+desl,2)/M(20+desl,1)
Cal(30,fi)*M(20+desl,3)/M(20+desl,1)
Cal(31,fi)*M(20+desl,4)/M(20+desl,1)
Cal(32,fi)*M(21+desl,2)/M(21+desl,1)
Cal(33,fi)*M(21+desl,3)/M(21+desl,1)
Cal(34,fi)*M(21+desl,4)/M(21+desl,1)
Cal(35,fi)*M(24+desl,2)/M(24+desl,1)
Cal(36,fi)*M(24+desl,3)/M(24+desl,1)
Cal(37,fi)*M(24+desl,4)/M(24+desl,1) ];

```

end

```
M2(:,si) = transp(mean(M1'));
```

end

```

% Tira media de 3 testes, com difer. de 12 a 15 min entre eles
M3 = transp(mean(M2'));

M4(:,ai) = M3;

end

% Tira media de 3 amplitudes
M5 = transp(mean(M4'));

figure
% ti = 0:0.5:135;
% [XI,YI] = meshgrid(ti,ti);
ZI = griddata(Coorden(:,1),Coorden(:,2),M5,XI,YI,'cubic');
% Plot gridded data with the nonuniform points used to generate it
mesh(XI,YI,ZI)
% surf(XI,YI,ZI)

hold on
plot3(Coorden(:,1),Coorden(:,2),M5,'o',...
      'LineStyle','none',...
      'MarkerEdgeColor','k',...
      'MarkerFaceColor','k',...
      'MarkerSize',4);
% 'LineWidth',2,'MarkerFaceColor',[.49 1 .63],...

hold off
% daspect([5 5 5])
% axis tight
% view(0,0)
axis([0 135 0 135 0 2.5])
view(-10,70)
% camlight left
% print ('-djpeg100', ['Medida_Alto23_CalMedia' f a '.jpg'])
Cs = ['MedidaAlto23_CalMedia_' f '.dat'];
dlmwrite(Cs, M5, '\n')
Gs = ['MedidaGridX_Alto23_CalMedia_' f '.dat'];
save(Gs,'XI','-ASCII')

```

```

Gs = ['MedidaGridY_Alto23_CalMedia_' f '.dat'];
save(Gs,'YI','-ASCII')
Gs = ['MedidaGridZ_Alto23_CalMedia_' f '.dat'];
save(Gs,'ZI','-ASCII')

end

```

### B.3 – plot\_polar.m (inverte os vetores, apontam do tweeter para os microf.)

```

clc
clear

TamPlacaX = 135.5;    % 130.048 + 005.080;
TamPlacaY = 118.5;    % 113.284 + 005.080;

XI = load('MedidaGridX_Alto20_CalEspMedia_64.dat');
YI = load('MedidaGridY_Alto20_CalEspMedia_64.dat');
ZI = load('MedidaGridZ_Alto20_CalEspMedia_64.dat');
tweeterX = (TamPlacaX/2)*ones(size(XI));
tweeterY = (TamPlacaY+80)*ones(size(YI));
tweeterZ = (-230)*ones(size(ZI));
[THETA,PHI,R] = cart2sph(XI-tweeterX,YI-tweeterY,-tweeterZ);
R = 230*ZI;
[PressaoX,PressaoY,PressaoZ] = sph2cart(THETA,PHI,R);
figure
surf(PressaoX, PressaoY, PressaoZ)
camlight left
view(-90,0)
axis([-100 100 -250 -50 0 500 ]); %cmin cmax

XI = load('MedidaGridX_Alto20_CalEspMedia_72.dat');
YI = load('MedidaGridY_Alto20_CalEspMedia_72.dat');
ZI = load('MedidaGridZ_Alto20_CalEspMedia_72.dat');
tweeterX = (TamPlacaX/2)*ones(size(XI));
tweeterY = (TamPlacaY+80)*ones(size(YI));
tweeterZ = (-230)*ones(size(ZI));

```

```
[THETA,PHI,R] = cart2sph(XI-tweeterX,YI-tweeterY,-tweeterZ);  
R = 230*ZI;  
[PressaoX,PressaoY,PressaoZ] = sph2cart(THETA,PHI,R);  
figure  
surf(PressaoX, PressaoY, PressaoZ)  
camlight left  
view(-90,0)  
axis([-100 100 -250 -50 0 500 ]); %cmin cmax
```

```
XI = load('MedidaGridX_Alto20_CalEspMedia_80.dat');  
YI = load('MedidaGridY_Alto20_CalEspMedia_80.dat');  
ZI = load('MedidaGridZ_Alto20_CalEspMedia_80.dat');  
tweeterX = (TamPlacaX/2)*ones(size(XI));  
tweeterY = (TamPlacaY+80)*ones(size(YI));  
tweeterZ = (-230)*ones(size(ZI));  
[THETA,PHI,R] = cart2sph(XI-tweeterX,YI-tweeterY,-tweeterZ);  
R = 230*ZI;  
[PressaoX,PressaoY,PressaoZ] = sph2cart(THETA,PHI,R);  
figure  
surf(PressaoX, PressaoY, PressaoZ)  
camlight left  
view(-90,0)  
axis([-100 100 -250 -50 0 500 ]); %cmin cmax
```