

TRABALHO DE GRADUAÇÃO

DESENVOLVIMENTO DO HARDWARE E ESTUDO DOS MÉTODOS UTILIZADOS NA ESTIMAÇÃO DE DOA POR MEIO DE ARRANJO DE SENSORES: PRÓTESE AUDITIVA INTELIGENTE

André Tomaz Gontijo

Marcus Vinícius Santos Costa

Brasília, dezembro de 2007

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA

FACULDADE DE TECNOLOGIA

UNIVERSIDADE DE BRÁSILIA

Faculdade de Tecnologia

TRABALHO DE GRADUAÇÃO

DESENVOLVIMENTO DO HARDWARE E ESTUDO DOS MÉTODOS UTILIZADOS NA ESTIMAÇÃO DE DOA POR MEIO DE ARRANJO DE SENSORES: PRÓTESE AUDITIVA INTELIGENTE

André Tomaz Gontijo

Marcus Vinícius Santos Costa

Relatório submetido ao Departamento de Engenharia Elétrica
da Faculdade de Tecnologia da Universidade de Brasília como
requisito parcial para obtenção do grau de Engenheiro Eletricista

Banca Examinadora

Ricardo Zelenovsky, Doutor, PUC-RJ, UnB/

ENE (Orientador)

Ícaro dos Santos, Ph.D.,

em Engenharia Elétrica/Biomédica

UTEXAS/ECE 2003 Victoria, CA, UnB/ ENE

Giuler Alberto Cruz Silva,

Mestrando em Engenharia Elétrica, UnB/ENE

FICHA CATALOGRÁFICA

GONTIJO, ANDRÉ TOMAZ

COSTA, MARCUS VINÍCIUS SANTOS

Desenvolvimento do Hardware e Estudo dos Métodos Utilizados na Estimação de DOA por Meio de Arranjos de Sensores: Prótese Auditiva Inteligente [Distrito Federal] 2007.

x,89P. (ENE/FT/UnB, Engenheiro Eletricista, 2007)

Monografia de Graduação – Universidade de Brasília.

Faculdade de Tecnologia

Departamento de Engenharia Elétrica.

1. Direção de chegada

2. Arranjo de sensores

3. Prótese auditiva inteligente

4. Processamento de Sinais

I. ENE/FT/UnB

REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

GONTIJO, ANDRÉ TOMAZ GONTIJO e COSTA, MARCUS VINÍCIUS SANTOS (2007).

Desenvolvimento do Hardware e Estudo dos Métodos Utilizados na Estimação de DOA por Meio de Arranjos de Sensores: Prótese Auditiva Inteligente. Monografia de Graduação, Publicação ENE 01/2007, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília, Brasília, DF, 89p.

CESSÃO DE DIREITOS

NOME DOS AUTORES: André Tomaz Gontijo e Marcus Vinícius Santos Costa.

TÍTULO: Desenvolvimento do Hardware e Estudo dos Métodos Utilizados na Estimação de DOA por Meio de Arranjos de Sensores: Prótese Auditiva Inteligente.

GRAU/ANO: Engenheiro Eletricista/2007.

É concedida à Universidade de Brasília permissão para reproduzir cópias desta monografia de graduação e para emprestar ou vender tais cópias somente para propósitos acadêmicos e científicos. O autor reserva outros direitos de publicação e nenhuma parte desta monografia de graduação pode ser reproduzida sem a autorização por escrito do autor.

André Tomaz Gontijo

SMPW Quadra 10 Conjunto 01 Lote 06 Casa 08 – Parkway

CEP: 71741-011 Brasília – DF – Brasil.

Marcus Vinícius Santos Costa

QNE 08 Casa 38 - Taguatinga

CEP: 72125-080 Brasília – DF – Brasil.

Dedicatórias

Dedico este trabalho graduação a todos que contribuíram de maneira direta ou indireta para a realização deste projeto. Dedico primeiramente a Deus porque tudo ele tem nos dado. A minha família e a minha companheira Mariana pelo apoio incondicional em todos os sentidos. Ao meu parceiro de projeto Marcus pela determinação e disposição para o trabalho durante a realização.

André Tomaz Gontijo

Dedico esta monografia a todas as pessoas que contribuíram de forma direta e indireta para a realização desse trabalho, em especial a Deus, à minha família, à minha namorada Nayara, aos amigos em geral e da elétrica e ao meu companheiro de projeto André.

Marcus Vinícius Santos Costa

Agradecimentos

Gostaria de agradecer a Deus por toda a força e direcionamento que nos foi dado durante todo o projeto.

À minha família que me deu todo o apoio que precisei durante o curso, obrigado pela confiança depositada em mim. Esta vitória também é de vocês.

Ao professor Zelenovsky que sempre nos apoiou e sempre deu atenção às nossas idéias insanas em relação ao projeto. Sem a orientação desse professor este projeto jamais tomaria as devidas proporções que tomou.

À minha namorada e companheira por sua compreensão em todas as noites que passei de vigília trabalhando neste projeto e ela passou sozinha.

Aos amigos da Engenharia Elétrica que me acolheram muito bem durante todo o curso. E também ao amigo Matheus que ajudou muito na parte da gravação

Ao meu companheiro de projeto André e sua família que me acolheram durante esses meses com muita presteza e hospitalidade.

E a todos aqueles que contribuíram e esqueci-me de mencionar fica aqui o meu agradecimento.

Marcus Vinícius Santos Costa

Agradeço a Deus porque tem nos concedido capacidade e graça para realizar este projeto e todas as outras coisas.

À minha família pelo apoio cotidiano e incondicional durante todos os anos que até aqui se sucederam. À minha mãe pelo apoio afetivo e moral durante todos esses anos. Ao meu pai pelo apoio moral, afetivo e pela impagável ajuda no âmbito da Engenharia Elétrica mesmo depois de 30 anos de formado. À minha irmã pela opinião sincera e apoio moral e tático durante o desenvolvimento deste projeto. A todos os demais familiares que contribuíram direta ou indiretamente para esta realização.

À minha amiga Mariana pelo apoio moral, afetivo e emocional nos momentos em que o esforço necessário foi mais do que era suportável e no dia-a-dia de todos estes anos que se passaram.

Aos amigos que me mantiveram são nos mais de 4 anos que passamos dia-a-dia estudando para as intermináveis avaliações durante o curso e pelos momentos de lazer que solidificaram as amizades conquistadas.

Aos professores que contribuíram para minha formação. Em especial, ao professor Zelenovsky pelo apoio durante a realização de todo o projeto e pela paciência e coragem de ouvir nossas idéias e percepções no decorrer do desenvolvimento, pela atenção integral a nossas dúvidas e pelo companheirismo e dedicação durante o desenvolvimento deste projeto.

Ao amigo e parceiro de projeto Marcus, e à sua família, pela determinação e pela dedicação na realização das simulações, ensaios, apresentações, relatórios e demais atividades envolvidas nesta monografia.

Aos demais companheiros da Engenharia Elétrica e de outros cursos pelos laboratórios, relatórios e demais atividades desenvolvidas durante esta formação. A todos aqueles que não cito aqui nominalmente e que contribuíram para esta realização.

A todos os personagens anônimos que participam desta Graduação como coadjuvantes. Aos servidores da UnB responsáveis pela limpeza e manutenção de prédios e equipamentos e todos os demais que de uma forma ou outra têm contribuído para a minha formação e para que a educação de nível superior no Brasil ainda tenha qualidade apesar de todos os contratempos que já nos são familiares.

André Tomaz Gontijo

RESUMO

O presente trabalho trata do desenvolvimento de um protótipo de prótese auditiva inteligente com utilização de um arranjo de microfones para estimação da direção de chegada – DOA – de sinais de voz e implementação de uma filtragem espacial baseada em métodos para estes fins como o DS (*delay-and-sum*), o CAPON e o MUSIC a fim de otimizar a qualidade sonora percebida por um usuário de prótese auditiva. O maior esforço no estágio atual do desenvolvimento e o foco principal deste projeto como um todo está na validação do desempenho que tais algoritmos possuem em ambiente real. É objetivo deste trabalho encontrar as condições e restrições essenciais para que a prótese inteligente seja concretizada e, com base nestas restrições, dar continuidade ao aprimoramento do protótipo até então desenvolvido.

A estimação da direção de chegada numa prótese auditiva é uma aplicação importante dos métodos de estimação da DOA uma vez que se utilizando estes métodos podemos otimizar a relação sinal/ruído privilegiando-se a direção de chegada encontrada por intermédio de uma conformação de feixe adaptativa (*beamformer*). Além do mais, podem ser minimizadas as perdas por desvanecimento inerentes à propagação sonora e interferência co-canal.

No protótipo desenvolvido, os sinais de voz são capturados por oito microfones e filtrados analogicamente em banda. A digitalização dos sinais é feita com o uso de uma placa de áudio interface PCI com 8 canais, 24 bits de precisão e 96 *kHz* em amostragem. Os sinais digitalizados são exportados ao *MatLab*, e nesta plataforma, os algoritmos de estimação DOA e filtragem espacial são executados e os resultados produzidos.

ABSTRACT

The present work deals with the development of an intelligent hearing aid with the use of a linear microphone array for the estimation of DOA – direction of arrival – and the implementation of spatial filtering based on DOA methods such as DS (delay-and-sum), CAPON and MUSIC in order to improve the sound quality perceived by a hearing aid user. In the present stage of the development, the efforts are on the validation of those algorithms and the measurement of their performance on a non-ideal, real environment. It is an objective of this work to find under what circumstances and restrictions the hearing aid will work and based on those restrictions continue to improve the developed prototype.

The estimation of the direction of arrival in a hearing aid is an important application for DOA methods since these methods can help to maximize the Signal-to-Noise relation with the use of adaptative beamforming techniques. Furthermore, the co-channel interference can be reduced as well as the losses with propagation fading can be improved.

In the developed prototype, the voice signal is captured by the eight microphone array and filtered with passband filters to reduce high frequency noise. The digitalization is accomplished with an 8-channel, 24 bits, 96Khz PCI sound card. The digitized signals are exported to MatLab in which the DOA algorithms and spatial filtering methods are executed and results are generated.

1 INTRODUÇÃO	1
1.1 ATUAL ESTADO DA ARTE E DEFINIÇÃO DO PROBLEMA.....	1
1.2 DEFICIÊNCIA AUDITIVA	2
1.2.1 Causas da deficiência auditiva	4
1.2.2 Análise demográfica dos portadores de perda auditiva	5
1.2.3 Conseqüências para o indivíduo com perda	5
1.2.4 Tratamento utilizado na atualidade	6
1.3 MOTIVAÇÃO PARA A PRÓTESE AUDITIVA INTELIGENTE	7
1.4 MODELO DE PROJETO PARA PRÓTESE AUDITIVA INTELIGENTE	8
2 DIREÇÃO DE CHEGADA EM ARRANJO DE SENSORES	10
2.1 ADEQUAÇÃO DO SISTEMA PARA ESTIMAÇÃO	10
2.2 VIABILIDADE DE ESTIMAÇÃO PARA SISTEMAS REAIS	11
2.2.1 Sistemas de rádio – eletromagnético	12
2.2.2 Sistemas de áudio – mecânico	12
2.3 ARRANJOS DE SENSORES.....	13
2.3.1 Arranjo linear	13
2.3.1.1 Ambigüidade na estimação de DOA	18
2.3.2 Arranjo planar	18
2.4 MÉTODOS DE DIREÇÃO DE CHEGADA.....	21
2.4.1 DS - Atraso e soma	23
2.4.2 CAPON	25
2.4.3 MUSIC.....	28
2.4.4 ESPRIT.....	33
2.4.5 Método de Estimação Prático	36
3. O HARDWARE DO PROJETO PAI.....	38
3.1. MICROFONES CAPTADORES	39
3.2. A “PLACA-MÃE” DO PROJETO PAI	41
3.2.1 O condicionamento do sinal captado	41
3.2.2. A filtragem analógica	42

3.3 A DIGITALIZAÇÃO.....	51
4. RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	54
4.1 A DISTÂNCIA DO LOCUTOR AO ARRANJO.....	55
4.2 A DISTÂNCIA ENTRE OS MICROFONES.....	55
4.3 A BANDA DE FREQUÊNCIA LARGA	58
4.4 A RESPOSTA DE FASE DOS FILTROS ANALÓGICOS.....	67
4.5 ENSAIOS EXPERIMENTAIS.....	71
5. CONCLUSÕES E CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	75
5.1 SUGESTÕES PARA O DESENVOLVIMENTO	77
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	80
ANEXOS.....	82
I. Lista de Materias e Diagramas Esquemáticos	83
I.1 Lista de Materiais	83
I.2 Diagramas Esquemáticos.....	86

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1: Sinal Incidente no ULA.....	14
Figura 2.2: Geometria para frentes planas.....	14
Figura 2.3: Geometria para frentes planas.....	19
Figura 2.4: Geometria para frentes planas.....	19
Figura 2.5 – DOA para um sinal de incidência	24
Figura 2.6 – Entrada com vários sinais e saída do método DS	25
Figura 2.7 – DOA do método CAPON para 2 sinais de incidência.....	26
Figura 2.9 – Entrada com vários sinais e saída do método CAPON juntamente com sua FFT	28
Figura 2.10 – DOA do método MUSIC para 3 sinais de incidência - Sinal de voz em 0º, liquidificador em 30º e música a 60º. ($SNR = 0,82dB$).....	31
Figura 2.11 – Sinais de áudio no método MUSIC.....	32
Figura 2.12 – FFT do sinal de interesse filtrado pelo MUSIC.....	32
Figura 2.13 – Estimação de DOA com o método MUSIC para um sinal senoidal incidindo a 30º	33
Figura 2.14: Arranjo de Doublets.....	34
Figura 3.1 Diagrama esquemático simplificado do projeto PAI	39
Figura 3.2 Diagrama de blocos da etapa de filtragem analógica.....	43
Figura 3.3 Resposta Filtros Passa-Altas.....	44
Figura 3.4 Resposta Filtros Passa-Baixas.....	45
Figura 3.5 Resposta de um filtro passa-baixas Bessel de 4ª ordem	45
Figura 3.6 Diagrama elétrico de um estágio filtro passa-alta.....	46
Figura 3.7 Diagrama elétrico de um estágio filtro passa-baixa	46
Figura 3.8 Resposta em amplitude teórica dos filtros	48
Figura 3.9 Resposta em amplitude dos filtros da placa principal PAI – escala logarítmica.....	48
Figura 3.11 Resposta em amostras da placa principal PAI – real	50
Figura 3.12 Placa de áudio M-Audio 1010LT.....	53
Figura 4.1 Largura do pico de potência em função da separação entre microfones	56
Figura 4.2 Largura do pico máximo em função da separação dos elementos do arranjo	57
Figura 4.3 Pico máximo de potência obtido para diferentes distâncias entre microfones.....	58
Figura 4.4 Resposta em frequência ideal	59
Figura 4.5 Resposta em frequência real.....	59
Figura 4.6 Estimador MUSIC – fonte sonora a 20º à direita – Tom de 1kHz.....	61
Figura 4.7 Estimador MUSIC – som musical a 20º à direita	61
Figura 4.8 Resposta normalizada em fase dos filtros digitais Butterworth, Chebyshev I,	62
Chebyshev II e Elíptico entre 800Hz e 2000Hz.	62
Figura 4.9 Estimador DS – sinal musical a 20º - sem filtragem.....	63
Figura 4.10 Estimador CAPON – sinal musical a 20º - com filtragem.	63
Figura 4.11 Estimador MUSIC – sinal musical a 20º - sem filtragem.	64
Figura 4.12 Estimador DS – sinal musical a 20º - com filtragem	64
Figura 4.13 Estimador CAPON – sinal musical a 20º - com filtragem.	65
Figura 4.14 Estimador MUSIC – sinal musical a 20º - com filtragem.....	65
Figura 4.15 Resposta de fase para o filtro Butterworth 2ª ordem	66
Figura 4.16 Resposta de fase para a placa principal PAI medida em laboratório	67
Figura 4.17 Resposta de fase da placa principal PAI entre 800Hz e 2000Hz.....	68

Figura 4.18 Tom a 1kHz 20º a esquerda resposta método CAPON	70
Figura 4.19 Tom a 1kHz a 30º direita.....	71
Figura 4.20 Música a 35º esquerda.....	72
Figura 4.21 Música a 40º à esquerda.....	72
Figura 4.22 Tom a 40º à esquerda.....	73
Figura 4.23 Musica 25º à esquerda.....	73
Figura 4.24 Música 50º à direita com filtro digital.....	74
Figura 4.25 Musica 30º à esquerda com filtro digital	74
Figura 4.26 Musica a 0º	75
Figura I.1 Diagrama de Blocos do circuito de aquisição e digitalização e <i>header</i> de saída.....	86
Figura I.2 Etapas de condicionamento do sinal; <i>Sample-and-holder</i> ; Nivelamento DC do sinal.....	87
Figura I.3 Detalhe do circuito <i>Sample-and-Holder</i>	88
Figura I.4 Estágios Filtros Passa-Baixos e Estágios Filtros Passa-Altas (este bloco se repete para todos os canais).....	89
Figura. I.5 Detalhe do circuito regulador de tensão e de proteção da entrada DC de alimentação	90

LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1: Definição da deficiência auditiva e características para diagnóstico.....	25
Tabela I.1 Lista de Materiais para a placa principal PAI.....	100

LISTA DE SÍMBOLOS

Símbolos Gregos

θ	Ângulo de incidência do azimuth	[rad]
ϕ	Ângulo de incidência de elevada	[rad]
φ	Defasagem angular	[rad]
λ	Comprimento de onda	[m]
Φ	Matriz diagonal de defasamentos no ESPRIT	
Ψ	Matriz de transformação	

Outros Símbolos

d	Distância entre elementos	[m]
v	Velocidade da onda	[m/s]
f	Frequência da onda	[Hz]
t	Tempo	[s]
ω	Velocidade angular	[rad/s]
X	Eixo de plano cartesiano no modelo do URA	
Y	Eixo de plano cartesiano no modelo do URA	
Z	Eixo de plano cartesiano no modelo do URA	
\mathbf{u}	Vetor unitário na direção X	
\mathbf{v}	Vetor unitário na direção Y	
\mathbf{w}	Vetor unitário na direção Z	
$A(\theta), A$	Matriz Diretora	
$a(\theta)$	Vetor volante, ou vetor diretor, ou <i>steering vector</i>	
S, s	Vetor ou matriz de sinais incidentes no arranjo de sensores	

N, n	Vetor ou matriz de ruído branco aditivo (AWGN)
DOA	Vetor tridimensional representando a direção de chegada
i	Linha do plano de sensores no URA
j	Coluna do plano de sensores no URA
M	Quantidade de sensores do ULA ou quantidade de sensores em uma linha do URA
DP	Distância percorrida pelo sinal até o sensor (i,j)
D	Distância entre dois elementos no URA
θ_k	Direção de chegada da fonte de sinais para o sensor k
K	Quantidade de fontes de sinais
E_n	Vetor ou Matriz de autovetores de ruído
σ_n^2	Variância do ruído
R_{xx}	Matriz de correlação da saída dos sensores
R_{ss}	Matriz de correlação da saída dos sinais
I	Matriz identidade
$E\{\}$	Valor Esperado
P_{DS}	Potência no algoritmo de estimação DS
P_{CA}	Potência no algoritmo de estimação CAPON
P_{MUS}	Potência no algoritmo de estimação MUSIC

Sobrescritos

\cdot	Variação temporal
$—$	Valor médio

† Operador Hermitiano (conjugado do transposto)

Siglas

ADC	<i>Analogic to digital converter</i>
A/D	Analógico para digital
ARM	<i>Advances Risc Machines Ltda.</i>
BW	<i>Band Width</i>
CAPON	Algoritmo de estimação de direção de chegada
CDMA	<i>Code Division Multiple Acess</i>
D/A	Digital para analógico
DC	<i>Direct Current</i>
DS	<i>Delay and Sum</i> – Atraso e soma
DOA	<i>Direction of Arrival</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
ESPRIT	<i>Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Technique</i> - Estimação de parâmetros do sinal por meio de técnicas de rotação invariantes
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i> – Transformada Rápida de Fourier
MATLAB	É marca registrada da MathWorks, Inc.
MUSIC	<i>Multiple Signal Classification</i> – Classificação de múltiplos sinais
MUX	Multiplexador
PAI	Prótese Auditiva inteligente
PCI	<i>Peripheral Component Interconnect</i>
PCM	<i>Pulse code modulation</i>

RNID	<i>Royal National Institute for Deaf People</i>
SDMA	<i>Spatial Division Multiple Access</i>
SMD	<i>Surface Mounting Device</i>
SNR	<i>Signal – Noise Range</i>
SPI	<i>Serial Peripheral Interface</i> - Interface serial de periférico
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
ULA	<i>Uniform Linear Array</i>
URA	<i>Uniform rectangular array</i>
USB	<i>Universal Serial Bus</i> - Barramento serial universal

1 INTRODUÇÃO

1.1 ATUAL ESTADO DA ARTE E DEFINIÇÃO DO PROBLEMA

A presente monografia tem como objetivo concatenar o estudo de eletrônica analógica e digital, o projeto de placas de circuitos impressos, o tratamento de sinal e um fator social que valide o esforço necessário para construir um protótipo de uma prótese auditiva baseado em arranjo de sensores.

A utilização de arranjo de sensores tem se mostrado eficiente no contexto da filtragem espacial de sinais com aplicações nos sistemas de telecomunicações de terceira e quarta geração, sistemas de acesso múltiplo, entre outros. Cada vez mais os sistemas de comunicação sem-fio, no intuito de atender às necessidades de aumento de largura de banda e de número de usuários, precisam maximizar a utilização do meio definido pela interface aérea. Dada a limitação de banda disponível para cada serviço, um sistema de filtragem espacial, aliado a um sistema de rastreamento (*tracking*), pode aumentar a capacidade do sistema. Arranjos de antenas podem estimar a direção da fonte do sinal, entre outras coisas, o que viabiliza um sistema que direcione o diagrama de radiação a fim de permitir uma maior eficiência para estações e terminais, diminuindo inclusive o consumo de energia.

Além da estimação da direção de chegada, pode-se obter a frequência de chegada para uma dada direção, o número de usuários do sistema, e ainda a modulação empregada. Todos esses dados são requisitos de reconfigurabilidade essenciais para os novos sistemas a fim de promover interoperabilidade entre eles e entre os diversos ambientes sujeitos às mais diferentes condições das interfaces aéreas.

Existe também uma série de outras aplicações possíveis, a partir da alteração dos transdutores que farão a conversão de outras fontes de energia em sinais elétricos. Entre elas,

estão sensores de radares de avião, sonares submarinos, sismógrafos, ultrassonografia, radares terrestres com antenas fixas e muito mais. A partir daí, verifica-se a importância e relevância do presente estudo aplicado a microfones inteligentes.

Mais especificamente, arranjos de microfones, um caso específico dos arranjos de sensores para banda básica (ou banda base), os quais serão discutidos nesta monografia, possuem aplicações diretas na seletividade de sinais para ambientes ruidosos e ambientes grandes, ou ambientes onde se deseja grande atenuação nos sinais de voz que não sejam os de interesse para o ouvinte. Dessa forma, esses arranjos têm grande importância no contexto das próteses auditivas para deficientes auditivos, possibilitando a filtragem do sinal desejado, e a conseqüente rejeição do ruído “espacial” . Para a conformação do diagrama de radiação do arranjo, técnicas de direção de chegada serão utilizadas de forma a privilegiar a direção de sinal desejada.

O presente capítulo trata da motivação do projeto, dos conceitos iniciais e das formas de deficiências auditivas e tratamentos.

1.2 DEFICIÊNCIA AUDITIVA

A perda auditiva ocorre por um impedimento da capacidade de detectar a energia sonora. Este impedimento pode ser localizado: na orelha externa e/ou média, chamada de perda auditiva condutiva; na orelha interna e/ou no nervo vestibulo-coclear, chamada de perda auditiva neurossensorial; e no tronco cerebral e cérebro, chamada de perda auditiva central. Essa perda é denominada congênita quando tem início na vida gestacional ou durante o nascimento. Quando ocorre após o nascimento, é denominada adquirida. A origem da perda adquirida pode ser hereditária como não. Existe ainda classificação relativa ao grau de perda de audição que pode ser: leve, moderada, severa e profunda.

Há formas de se identificar as deficiências auditivas nominalmente, dependendo do seu nível e origem, mas as pessoas podem preferir uns nomes a outros para definir sua própria deficiência. Para alguns, certas definições podem não ser confortáveis. Os termos mais usados, em concordância com o *The Royal National Institute for Deaf People*, RNID são: *surdez*, que pode ser usada para qualquer nível de deficiência auditiva; e *Pessoas com dificuldade auditiva*, que descreve pessoas com deficiências de leves a severas. Trata-se de expressão normalmente usada para pessoas que foram perdendo gradativamente sua audição.

A definição de surdez é feita de acordo com o som de menor intensidade capaz de ser reconhecido, em dB. A tabela 1.1 exemplifica o tipo de deficiência com o nível audível.

Tipo	Características	Menor intensidade audível
Surdez leve	Pessoas com esse nível de deficiência podem encontrar certa dificuldade em acompanhar conversas, principalmente em ambientes ruidosos.	25 a 39 dB
Surdez moderada	Pessoas com esse nível de deficiência encontrarão dificuldades de acompanhar conversas sem uma prótese auditiva.	40 a 69 dB

Surdez severa	Pessoas com surdez severa normalmente fazem muito uso de leitura labial mesmo usando próteses auditivas. A linguagem de sinais é uma alternativa como linguagem natural.	70 a 94 dB
Surdez profunda	A linguagem dos sinais é preferencialmente sua escolha como linguagem natural, mas alguns preferem leitura labial	$\geq 95\text{dB}$

Tabela 1.1: Definição da deficiência auditiva e características para diagnóstico

1.2.1 Causas da deficiência auditiva

As principais causas de deficiências auditivas são: a idade (mais de 50% da população acima de 60 anos tem algum tipo de deficiência); exposição prolongada a ruído; problemas físicos de outra natureza, como inflamação no ouvido externo, obstrução por cera ou danos no tímpano ou conseqüências genéticas. É interessante notar que metade dos casos de deficiência auditiva é de origem genética.

1.2.2 Análise demográfica dos portadores de perda auditiva

Estudos sobre genética no Reino Unido afirmam, que de 1 a 2 nascimentos em cada 1000 têm uma significativa perda de audição por causas genéticas. Estatísticas sobre deficiências auditivas, também no Reino Unido mostram que: há vinte mil crianças de 0 a 15 anos que possuem uma deficiência de moderada a profunda. Dessas, doze mil já nasceram com essa deficiência.

De modo geral, quase nove milhões de pessoas no Reino Unido têm algum tipo de deficiência auditiva. Dados do Censo 2000 do Instituto Brasileiro de Geografia e Estatística apontam que no Brasil existem 5,7 milhões de deficientes auditivos. Desse total, mais de 406 mil estão em idade escolar. O último censo escolar, de 2004, mostra que pouco mais de 56 mil pessoas, entre adultos e crianças com deficiência estavam matriculadas na educação básica em 2003. No ensino médio eram 2 mil estudantes e nas universidades apenas 300.

Constata-se que a maioria dos jovens brasileiros com perda auditiva não comparece às aulas. As principais causas para a evasão são: falta de apoio das famílias, baixo poder aquisitivo para adquirir próteses auditivas, principalmente de qualidade. A partir dessa conjuntura brasileira e das necessidades sociais, propõe-se nesta monografia beneficiar as pessoas com qualquer deficiência com próteses auditivas inteligentes.

1.2.3 Conseqüências para o indivíduo com perda

As conseqüências advindas da perda da capacidade auditiva no indivíduo são principalmente dependentes da época em que o problema ocorreu, o local da lesão, e grau da perda auditiva. Para um comprometimento da capacidade auditiva congênita, surgida durante a gestação ou no nascimento, a conseqüência é grave para o processo de desenvolvimento da

fala e da linguagem, para a escolaridade e para a profissionalização do indivíduo. Quando ocorre durante a infância, onde o processo de maturação do sistema nervoso central não está completo, os efeitos da falta de audição ainda podem comprometer o desenvolvimento escolar e social. O paciente adulto que é vitimado por uma deficiência, se não tratado, torna-se mais debilitado para se comunicar e trabalhar. É importante comentar que quanto maior for o tempo de existência da privação sensorial, maior será a possibilidade de ocorrência de modificações do sistema auditivo nervoso central. O que se percebe é que a perda da audição é um fator mais crítico que uma deficiência visual para o desenvolvimento do raciocínio e fala em todos os estágios do indivíduo. Pessoas que apresentam deficiências auditivas podem nunca conseguir concatenar frases longas e idéias complexas. O mesmo não acontece para deficiências visuais.

1.2.4 Tratamento utilizado na atualidade

Uma das formas primárias de tratamento da perda auditiva é a seleção e adaptação de uma prótese auditiva, que fornecerá justamente a possibilidade de o indivíduo receber estimulação auditiva por uma amplificação sonora. A rápida seleção e adaptação da prótese são, portanto, essenciais dentro do processo de habilitação e reabilitação do deficiente auditivo, já que diminuem a possibilidade de deterioração das estruturas auditivas centrais.

A prótese auditiva é um sistema eletrônico miniaturizado, que, por um lado capta os sinais do ambiente, e, por outro, amplifica todos esses sons do ambiente e os reproduz numa pequena caixa de som acoplada na prótese. Este sistema eletrônico é construído em condições acústicas ideais, respeitando normas e padrões internacionais. Embora a solução não seja permanente, já que não corrige internamente a deficiência, é um meio eficaz de reintegrar a pessoa às suas funções cotidianas normais. Outra forma de tratamento são as cirurgias, em

casos específicos, ou por meio de medicamentos, quando a deficiência for causada por inflamação, obstrução, ou dano reversível. A prótese auditiva, quando selecionada e adaptada adequadamente a cada caso, proporciona ao usuário uma grande ajuda na audição, viabilizando uma melhor comunicação.

1.3 MOTIVAÇÃO PARA A PRÓTESE AUDITIVA INTELIGENTE

O intuito de uma prótese auditiva inteligente é melhorar a qualidade de vida dos deficientes auditivos na medida em que busca suprir uma limitação das próteses auditivas tradicionais. Próteses auditivas tradicionais amplificam todos os sinais sonoros ambientes, seja uma conversa, um carro passando na rua, um liquidificador em uma cozinha, sem privilegiar a fonte de acordo com sua importância. Dessa maneira, elas têm performance ruim em ambientes ruidosos. A inteligência da prótese está em possibilitar ao usuário a escolha do foco principal, ou seja, fazer uma filtragem espacial dos sinais, selecionando a fonte sonora de interesse. Assim, será possível amplificar apenas a conversa de interesse, transformando as outras fontes sonoras em ruídos de baixa intensidade. O cérebro humano faz essa filtragem espacial naturalmente ao concentrarmos a atenção em determinado foco de conversa ou de outro tipo de áudio.

A técnica de utilizar diversos sensores permite que com um arranjo especial específico de microfones e utilização de técnicas de processamento de sinais digitais possa-se construir um sistema com certa inteligência no contexto da seletividade espacial. O projeto da prótese prevê inicialmente que o usuário tenha dois modos de funcionamento para a PAI, prótese auditiva inteligente: o modo automático e o modo manual. No primeiro modo, as direções de chegada são estimadas pelos algoritmos e esses sinais são amplificados de acordo com uma configuração pré-existente, como por exemplo, os maiores picos de amplitude ou a assinatura

espectral. Logo, nesse modo o usuário não tem controle sobre a direção amplificada. Já no segundo modo será utilizado um potenciômetro para a escolha da direção desejada, variando-o até encontrar o sinal com melhor audibilidade para uma determinada fonte. Esse potenciômetro teria a função semelhante à sintonia de um rádio.

1.4 MODELO DE PROJETO PARA PRÓTESE AUDITIVA INTELIGENTE

Em vista da sua aplicação, a prótese auditiva inteligente requer características mecânicas de tamanho reduzido e fácil manuseio, tendo em vista que ela deverá ser discreta e não trazer para o usuário desconforto em sua utilização. Nesse caso, o *hardware* deve ser o mais compacto possível. A fig. 1.1 mostra o diagrama de blocos, que apresenta primeiramente os pré-amplificadores para cada um dos microfones, com seus respectivos filtros analógicos, e um DSP, do inglês *Digital Signal Processor*. Sua função é fazer a filtragem frequencial dos sinais dos microfones eliminando ruídos localizados fora da região do espectro de interesse. Além disso, o DSP deve ser programado para realizar os algoritmos de direção de chegada e entregar na entrada do conversor D/A os sinais de interesse amplificados. Por último, um filtro de reconstrução passa-baixa e um alto-falante possibilitarão ao usuário escutar o resultado final da filtragem espacial.

Deve ser previsto também que, em caso de problemas ou de interferências não previstas, a inteligência da prótese possa ser desligada, funcionando como uma prótese comum, mas com um excelente ganho devido à quantidade de microfones empregados.

No entanto, o processo de concepção do protótipo foi feito em etapas, antes de obter o *hardware* tal qual explicitado acima, principalmente com relação ao tamanho e inteligência. Dessa forma, o estágio atual de desenvolvimento do projeto é ainda em tamanho muito superior ao ideal, e o processamento em questão é realizado ainda por computador pessoal em

plataforma MatLab. A intenção é que no futuro a implementação seja totalmente embarcada e miniaturizada. Para os casos embarcados, pode-se até mesmo ter sistemas operacionais em execução em tempo real.

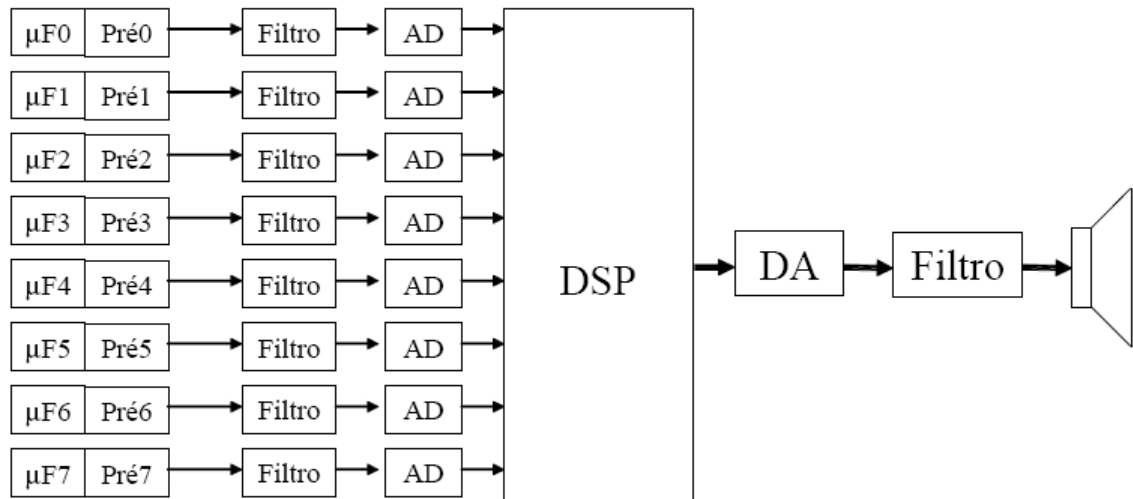


Figura 1.1: Diagrama de blocos da PAI

2 DIREÇÃO DE CHEGADA EM ARRANJO DE SENSORES

2.1 ADEQUAÇÃO DO SISTEMA PARA ESTIMAÇÃO

O desenvolvimento das técnicas de direção de chegada – DOA– aqui estudadas baseia-se em três conceitos fundamentais complementares em suas utilizações: antenas inteligentes, arranjo de sensores e diagramas adaptativos.

Primeiramente, os arranjos de sensores, que podem ser compostos por diversos tipos de transdutores, são utilizados para recepção ou transmissão de sinais a partir de um diagrama de radiação ou captação. Tais arranjos podem assumir diversas formas e se adaptar a diferentes aplicações.

As técnicas de DOA fornecem informações que permitirão a conformação desse diagrama, fazendo com que o arranjo tenha as características de uma antena inteligente ou um arranjo de microfones inteligentes, por exemplo.

Antenas inteligentes são elementos de transdução de radiação eletromagnética que podem fornecer ou adquirir dados do ambiente para uma melhor qualidade do sistema. Por exemplo, poderiam ser capazes de apontar seu diagrama de radiação para uma direção específica, controlando seus lóbulos e filtrando o ruído que não venha na direção desejada. Dessa forma, uma melhor relação sinal/ruído (SNR) é atingida, aumentando a capacidade e melhorando a qualidade de qualquer sistema. Outro caso seria a diminuição de interferência co-canal ou de multipercurso, ou ainda a obtenção de uma grande largura de banda, operando em várias bandas de serviços. Porém, num sentido estrito, antenas inteligentes dizem respeito à reconfigurabilidade e seletividade.

Da mesma forma, arranjo de microfones utilizam elementos de transdução de ondas mecânicas sonoras. A partir deles melhora a qualidade e a performance de sistemas de áudio.

Para a modelagem dos arranjos de sensores que serão apresentados ao longo deste capítulo, é importante primeiro supor algumas simplificações que ajudarão na solução dos problemas. Supõe-se que o número de sinais incidentes é finito, o que fornecerá uma solução única na resolução das equações lineares nas quais o problema é definido. Dessa forma, o número de sensores é fator de influência no número máximo de sinais cuja direção de chegada é passível de determinação, limitando o número de DOA's possíveis de serem determinadas.

Supõe-se também que os emissores estão afastados o suficiente para que as ondas incidentes sejam consideradas planas. Para sinais sonoros, a distância mínima a partir da qual podemos considerar as ondas como planas é $15d$, onde d é a distância entre os elementos do arranjo. Neste caso, o erro devido à aproximação acrescido do desvio padrão é menor que dez graus. Ainda, considera-se que os sensores sejam idênticos e que não exista acoplamento elétrico entre eles.

2.2 VIABILIDADE DE ESTIMAÇÃO PARA SISTEMAS REAIS

Diversos sistemas de telecomunicações podem utilizar técnicas de arranjos e direção de chegada. Tratasse de uma área bastante abrangente onde as aplicações podem envolver tanto ondas eletromagnéticas de alta frequência quanto ondas mecânicas de baixa frequência, como a voz. A aplicação da teoria de arranjos, na prática, deve levar em consideração limitações inerentes a tais sistemas, como as perdas por acoplamento, desvanecimento e interferências, cuja intensidade e relevância variam com a frequência de trabalho e tipo de onda. A seguir uma breve descrição dessas características em sistemas de rádio e de áudio.

2.2.1 Sistemas de rádio – eletromagnético

Em sistemas de rádio, a estimação da direção de chegada assume papel importante na busca por uma maior eficiência espectral e economia de potência, palavras-chaves em rádio-frequência. Além disso, um diagrama de radiação adaptativo maximiza a relação sinal/ruído e minimiza o desvanecimento e a interferência co-canal.

A eficiência espectral vem com o aumento do reuso da frequência uma vez que é possível direcionar os lóbulos das antenas de transmissão/recepção somente para o usuário desejado, viabilizando técnicas de múltiplo acesso por divisão do espaço, ou SDMA, *Spatial Division Multiple Access*. Da mesma forma, economiza-se potência já que as perdas por desvanecimento são diminuídas e os multipercursos minimizados pelo direcionamento.

São importantes ainda estudos sobre a permissividade do meio e a propagação das ondas eletromagnéticas nos diferentes ambientes que elas percorrem, o que configura os desafios nessa área. Nesse contexto, os arranjos de antenas se mostram uma solução chave para a demanda crescente em rádio-frequência, as quais exigem robustez e rápida adaptação dos sistemas.

2.2.2 Sistemas de áudio – mecânico

Diversos sistemas de propagação de ondas mecânicas, como áudio, ultra-som e sismografia, também têm nas técnicas aqui apresentadas importante aplicação. Para tais sistemas, há também uma economia de potência e principalmente aumento da qualidade do sistema. A qualidade é aumentada devido à supressão de ruídos de direções indesejadas, aumentando a relação sinal/ruído.

Na presente monografia, as ondas mecânicas de interesse são as perturbações que resultam em ondas sonoras. Nesse caso, uma das principais dificuldades em sua modelagem são as perdas por reverberação no ambiente causadas pelas múltiplas reflexões. Tais limitações devem ser levadas em consideração e sua influência nos resultados mensurada por meio de testes em protótipos.

2.3 ARRANJOS DE SENSORES

Arranjos de sensores têm assumido grande importância no processamento de sinais, já que eles permitem que os sistemas façam uso adaptativo da diversidade espacial. Existem muitas geometrias passíveis de utilização para arranjo de sensores, entre as quais as principais são a linear uniforme, a retangular e a circular. Essa última é a melhor quando se deseja evitar a ambigüidade de sinais que são oriundos de ângulos maiores que 90° ou menores que -90° , pois a resolução para o arranjo linear é de apenas 180° . Comparativamente, o arranjo circular precisa de menos elementos mantendo a resolução de 360° . Nessa seção serão apresentadas duas geometrias: o arranjo linear e o retangular. Isso porque o arranjo linear foi o utilizado no projeto da PAI. O segundo é um caso estendido do primeiro.

2.3.1 Arranjo linear

A característica que define esse arranjo é que seus elementos estão igualmente espaçados a uma distância d entre eles, formando uma reta. Dessa maneira, há apenas um ângulo de direção de chegada a considerar: o azimuth. O ângulo de azimuth é formado pela interseção entre a reta perpendicular à linha do arranjo e a direção do sinal incidente

considerado. A figura 2.1 traz a representação dessa geometria, apresentando o ângulo de azimute θ , onde $s(t)$ é o sinal incidente e $x_i(t)$ é a saída do i -ésimo sensor.

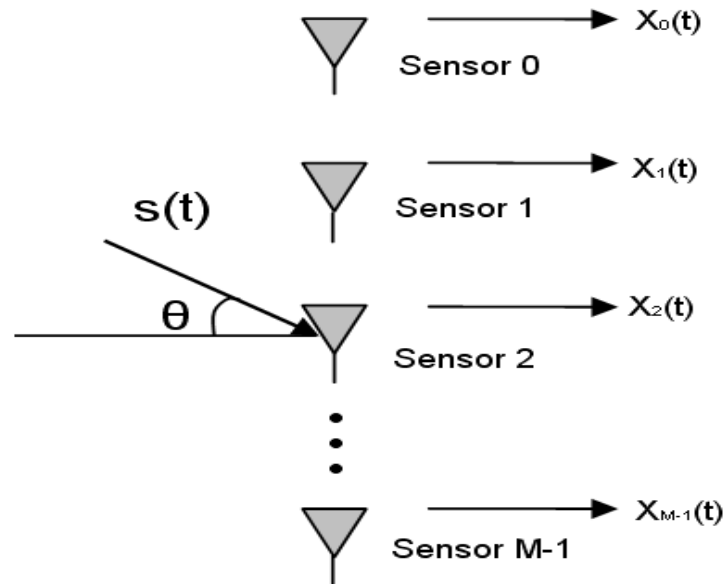


Figura 2.1: Sinal Incidente no ULA

Quando uma onda plana incide sobre um arranjo vindo de uma determinada direção determinada (específica), cada elemento experimenta versões defasadas dessa onda. A defasagem pode ser facilmente compreendida a partir da figura 2.2, na qual s é a diferença no caminho das duas frentes de onda.

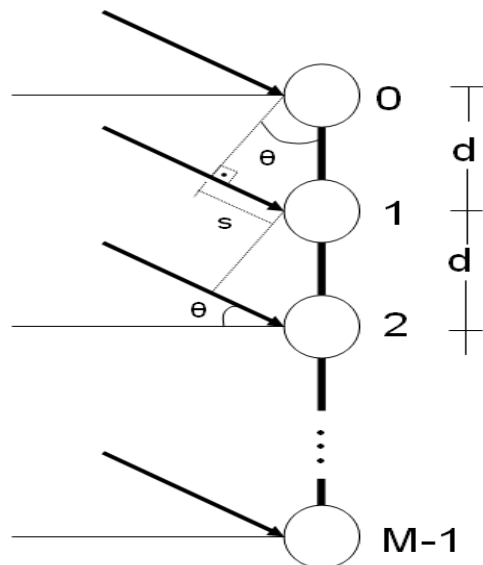


Figura 2.2: Geometria para frentes planas

O sinal incidirá primeiramente no sensor 0, que, por ser considerado a referência no problema, terá defasagem nula. Já no sensor 1, ele terá uma defasagem temporal em relação ao sensor 0, dependendo da velocidade de propagação da onda, como pode ser visto na equação 2.1, onde v é a velocidade, s é a distância percorrida e t é a defasagem temporal.

$$t = \frac{s}{v} \quad (2.1)$$

A distância s pode ser calculada por geometria simples a partir da figura 2.2, resultando na equação 2.2, onde θ é a direção do sinal e d é a distância entre os sensores.

$$t = \frac{d \cdot \sin(\theta)}{v} \quad (2.2)$$

Essa defasagem no tempo pode ser convertida para ângulo de defasagem de um sinal a partir da velocidade angular ω na equação 2.3, onde f é a frequência da onda incidente.

$$\varphi = \omega \cdot t = 2\pi f \cdot \frac{d \cdot \sin(\theta)}{v} \quad (2.3)$$

Finalmente, a defasagem pode então ser avaliada em termos do comprimento de onda λ como na equação 2.4.

$$\varphi = 2\pi \cdot \frac{d \cdot \sin(\theta)}{\lambda} \quad (2.4)$$

A defasagem apresentada na equação 2.4 é a do sensor 1 em relação ao sensor 0 para um único sinal incidente $s(t)$. Como o sensor 2 também é espaçado de d do sensor 1, temos que a defasagem entre o sensor 0 e o sensor 2 é o dobro da primeira defasagem. Esse raciocínio pode ser estendido aos M sensores, resultando na equação de matrizes 2.5. Nessa equação, foi adicionada a contribuição de ruído $n(t)$ a cada elemento do arranjo.

$$\begin{bmatrix} x_0 \\ x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{M-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j\varphi} \\ e^{-2j\varphi} \\ \vdots \\ e^{-(M-1)j\varphi} \end{bmatrix} \cdot s(t) + \begin{bmatrix} n_0 \\ n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_{(M-1)} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Quando não há apenas um único sinal, mas vários sinais provenientes de várias direções, o vetor de defasagem se transforma numa matriz $M \times K$, na qual K é o número de sinais presentes. A equação 2.6 explicita o equacionamento resultante para K sinais.

$$\begin{bmatrix} x_0 \\ x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{M-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{-j\varphi_0} & e^{-j\varphi_1} & & e^{-j\varphi_{K-1}} \\ e^{-2j\varphi_0} & e^{-2j\varphi_1} & & e^{-2j\varphi_{K-1}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-(M-1)j\varphi_0} & e^{-(M-1)j\varphi_1} & \dots & e^{-(M-1)j\varphi_{K-1}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s_0(t) \\ s_1(t) \\ s_2(t) \\ \vdots \\ s_{K-1}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_0(t) \\ n_1(t) \\ n_2(t) \\ \vdots \\ n_{(M-1)} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Alternativamente a relação acima pode ser representada na forma da equação 2.7.

$$X(t) = A(\varphi(\theta)) \cdot S(t) + N(t) \quad (2.7)$$

A matriz $A(\theta) = A(\varphi(\theta))$ é formada pelos vetores coluna $a(\theta)$, os quais representam a resposta do arranjo em cada direção θ , onde i varia de 0 a $M-1$. Cada um desses vetores também é chamado de vetor volante ou vetor diretor e é apresentado na equação 2.8.

$$X(t) = a(\theta_i) = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j\varphi_i} \\ e^{-2j\varphi_i} \\ \vdots \\ e^{-(M-1)j\varphi_i} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

A equação 2.6 representa os sinais em tempo contínuo. Quando esses sinais são amostrados, com o tempo discretizado, o vetor $X(t)$ se transforma numa matriz $M \times N$, onde N é o número de amostras do sistema. O resultado dessa discretização é mostrado na equação 2.9.

$$X_{(M \times N)}(n) = A(\theta) \cdot S_{(M \times K)}(n) + N_{(M \times N)}(n) \quad (2.9)$$

A partir da equação 2.9, é possível determinar a direção de chegada a partir de certa quantidade de amostras dos sinais incidentes. As amostras fornecem a matriz $X(n)$ e o que se deseja encontrar é a matriz $A(\theta)$.

2.3.1.1 Ambigüidade na estimação de DOA

Para evitar que a equação 2.4 tenha mais de uma solução, deve-se garantir que o módulo do ângulo de defasagem seja menor ou igual a 180 graus (π radianos). Aplicando essa condição à equação 2.4 obtêm-se como resultado a equação 2.10. Como o módulo do *seno* é sempre menor que a unidade, obtém-se a equação 2.11, versão espacial do teorema da amostragem.

$$d \leq \frac{\lambda}{2 \cdot |\text{sen}(\theta)|} \quad (2.10)$$

$$d \leq \frac{\lambda}{2} \quad (2.11)$$

Sendo assim, o ângulo da direção de chegada pode ser encontrado a partir do defasamento entre os sinais incidentes nos elementos do arranjo desde que o espaçamento entre os elementos seja menor que a metade do comprimento de onda dos sinais incidentes.

2.3.2 Arranjo planar

A segunda geometria a ser apresentada é o arranjo retangular uniforme (URA), *uniform rectangular array*. Esse arranjo pode ser entendido como um conjunto de arranjos lineares uniformes, formando uma área retangular no eixo x, y ou y, z . A figura 2.3 apresenta esse arranjo no plano y, z e as duas distâncias relevantes para o seu modelamento: a distância horizontal d_h e a distância vertical d_v .

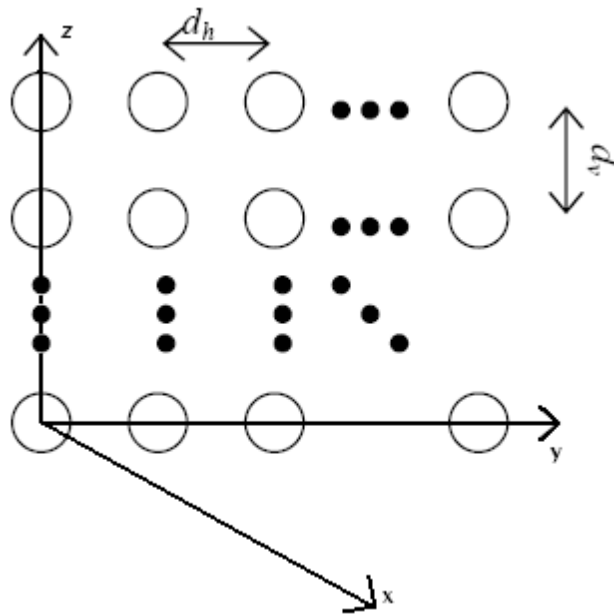


Figura 2.3: Geometria para frentes planas

No URA existem dois ângulos a serem considerados na direção de chegada: o ângulo de elevação ϕ e o ângulo de azimuth θ . A elevação é medida a partir da projeção da direção do sinal sobre o plano x, y e o azimuth é o ângulo formado entre essa projeção e o eixo x , como pode ser visto na figura 2.4.

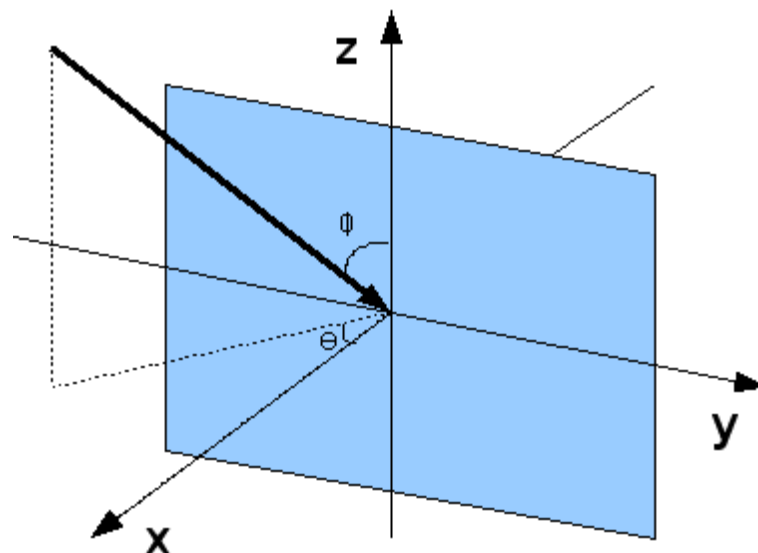


Figura 2.4: Geometria para frentes planas

Para o cálculo de distâncias no arranjo retangular, utilizar-se-ão os vetores unitários na direção x , na direção y e na direção z . Esses são os versores, \mathbf{u} , \mathbf{v} , \mathbf{w} . Assim, a direção de chegada $DOA(\phi, \theta)$ e a distância D entre dois elementos do arranjo são representadas, respectivamente, pelas equações 2.12 e 2.13.

$$DOA(\phi, \theta) = -\cos(\phi) \cdot \cos(\theta) \cdot \mathbf{u} - \cos(\phi) \cdot \sin(\theta) \cdot \mathbf{v} + \sin(\theta) \cdot \mathbf{w} \quad (2.12)$$

$$D(i, j) = i \cdot dh \cdot \mathbf{v} + j \cdot dv \cdot \mathbf{w} \quad (2.13)$$

Na equação 2.13, i e j denotam a posição do elemento no arranjo, onde i varia entre 0 e o número de sensores H do arranjo na horizontal e j varia entre 0 e o número de sensores P na vertical.

O produto escalar das equações 2.12 e 2.13 fornece a distância percorrida DP por cada sinal até o elemento na posição (i, j) no arranjo. Fazendo essa operação, obtém-se como resultado a equação 2.14.

$$DP(i, j) = \cos(\phi) \cdot \sin(\theta) \cdot i \cdot dh + \sin(\theta) \cdot j \cdot dv \quad (2.14)$$

De posse da distância percorrida por cada sinal até chegar a cada sensor e utilizando a equação 2.1, encontra-se de forma semelhante à equação 2.3, a defasagem angular do URA mostrado na equação 2.15.

$$\varphi(i, j) = \omega \cdot t = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot \frac{DP(i, j)}{v} \quad (2.15)$$

Por fim, substituindo a equação 2.14 na equação 2.15, a defasagem em termos do comprimento de onda do sinal incidente no arranjo retangular é apresentada na equação 2.16.

$$\varphi(i,j) = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot (\cos(\phi) \cdot \text{sen}(\theta) \cdot i \cdot d_h + \text{sen}(\theta) \cdot j \cdot d_v) \quad (2.16)$$

Dado o exposto, fica provado que a defasagem depende tanto do ângulo de azimute quanto do de elevação. Isso implica que o vetor diretor $a(\theta)$ passa a ser a matriz diretora $A(\theta, \phi)$ apresentada na equação 2.17.

$$A(\theta, \phi) = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{-j\varphi_{(0,0)}} & e^{-j\varphi_{(1,0)}} & & e^{-j\varphi_{(M-1,0)}} \\ e^{-2j\varphi_{(0,1)}} & e^{-2j\varphi_{(1,1)}} & & e^{-2j\varphi_{(M-1,1)}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-(M-1)j\varphi_{(0,P-1)}} & e^{-(M-1)j\varphi_{(1,P-1)}} & \dots & e^{-(M-1)j\varphi_{(M-1,P-1)}} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Analogamente à equação 2.7, a matriz de saída $X(t)$ é representada na equação 2.18.

$$X(t) = A(\theta, \phi) \cdot S(t) + n(t) \quad (2.18)$$

2.4 MÉTODOS DE DIREÇÃO DE CHEGADA

Nesta seção, os métodos utilizados para a determinação da direção de chegada de um sinal serão explicitados, lembrando que esses métodos foram desenvolvidos com o intuito de resolver problemas relacionados com antenas. Entretanto, busca-se nesse projeto a utilização dos mesmos algoritmos para estimar a direção de sinais de áudio. Enfatizar-se-ão alguns

métodos aplicados ao arranjo linear uniforme, ULA, pois foi esse o arranjo utilizado para o desenvolvimento do projeto do qual trata esta monografia.

Os métodos apresentados serão o DS, o CAPON, o MUSIC e o ESPRIT. Os dois primeiros são baseados na estimação espectral. Eles se caracterizam por calcular o espectro espacial dos sinais e estimar a direção a partir dos máximos encontrados. Os dois últimos são baseados na teoria de subespaços e utiliza-se a autoestrutura das matrizes de correlação dos sensores e dos sinais para a estimação da direção de chegada.

Para entender os dois últimos, é importante a compreensão da matriz R_{ss} de autocorrelação dos sinais apresentada na equação 2.19, onde o operador \dagger , *dagger*, representa o conjugado do transposto da matriz e $E\{\cdot\}$ representa o operador Valor Esperado. Essa matriz indica o valor esperado dos sinais incidentes.

$$R_{ss} = E\{S.S^\dagger\} \quad (2.19)$$

Essa matriz R_{ss} surge no cálculo da matriz de auto correlação R_{xx} dos sinais recebidos pelos microfones apresentada na equação 2.20.

$$R_{xx} = E\{X.X^\dagger\} \quad (2.20)$$

Desenvolvendo essa equação e substituindo a primeira, chegamos às equações 2.21 e 2.22, onde σ^2 denota a potência do ruído.

$$R_{xx} = E\{(A.S + N).(A.S + N)^\dagger\} = A.E\{S.S^\dagger\}.A^\dagger + \sigma^2.I \quad (2.21)$$

$$R_{XX} = A \cdot R_{SS} \cdot A^\dagger + \sigma^2 \cdot I \quad (2.22)$$

A seguir, uma rápida explicação de cada um dos métodos será apresentada.

2.4.1 DS - Atraso e soma

Nesse método, os sinais são atrasados de tal forma que sua soma seja construtiva em determinada direção. Esse é o motivo da denominação DS, do inglês *Delay-and-Sum*. Como foi mencionado anteriormente, aqui a estimação é feita a partir da potência total da soma dos sinais dos sensores, representada por $y(t)$. Essa soma é ponderada, onde o peso é o conjugado do transposto do vetor diretor, responsável pelo atraso que dá nome ao método. O resultado é o produto escalar apresentado na equação 2.23.

$$P_{DS} = E\{y(t)^2\} = E\{(a^\dagger \cdot X)^2\} \quad (2.23)$$

Expandindo essa equação e substituindo a equação 2.19, obtemos a equação 2.24.

$$P_{DS} = a^\dagger \cdot R_{XX} \cdot a \quad (2.24)$$

Os picos de potência servem como estimativa do ângulo de direção de chegada resultante da equação 2.3. Dessa forma, o método consiste em variar θ entre $\frac{\pi}{2}$ e $-\frac{\pi}{2}$ até encontrar os máximos da equação 2.24.

O DS possui as vantagens de ser simples, exigindo um baixo custo computacional e permitindo estimar também o número de sinais presentes. No entanto, oferece vulnerabilidade

à largura do feixe de máximos encontrados e aos lóbulos secundários, o que resulta numa baixa resolução.

Fez-se uma simulação com as seguintes características:

- $M = 8$, onde M é o número de microfones
- $d = 0.5$, d é o espaçamento entre os microfones em relação ao comprimento de onda
- Assinatura espacial do sinal gerado = 23°
- Frequência do sinal gerado = 1 kHz
- Amplitude do sinal gerado = 1
- Passo angular = 0.5° , o passo para calcular a potência dos ângulos.
- Frequência de amostragem = 3 kHz
- Número de amostras = 100000

Os resultados obtidos foram os seguintes:

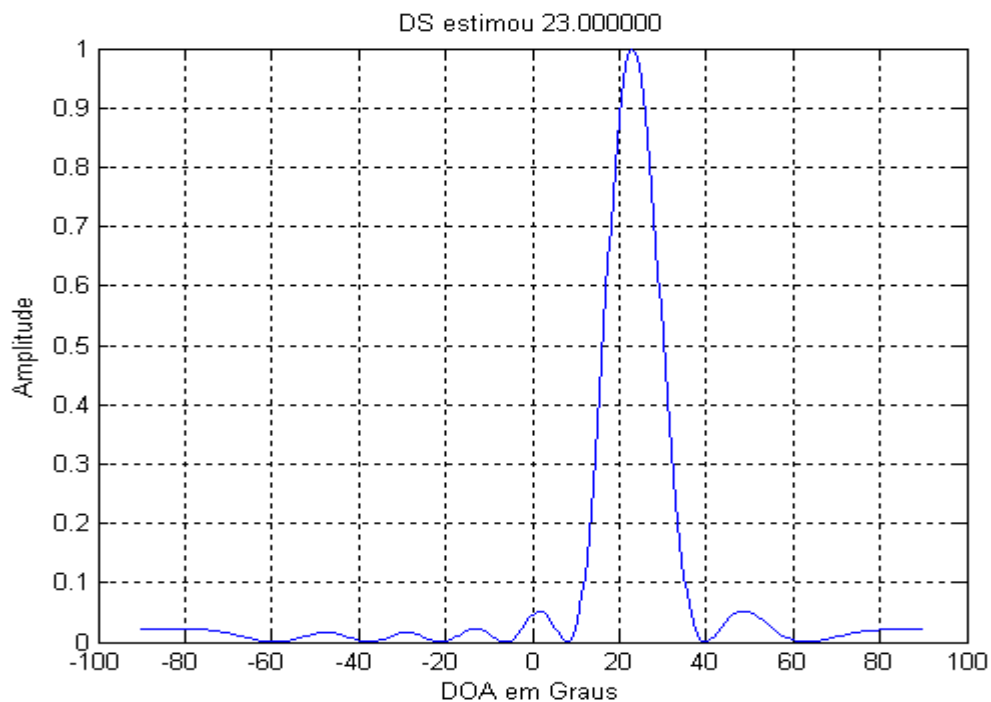


Figura 2.5 – DOA para um sinal de incidência

Nesta outra simulação foram usados três sinais senoidais e apresentados ao estimador, e então foi colocada uma referência que deveria ser a saída filtrada, que é o sinal de interesse, então o método apontou para a direção privilegiada e obteve o seguinte resultado

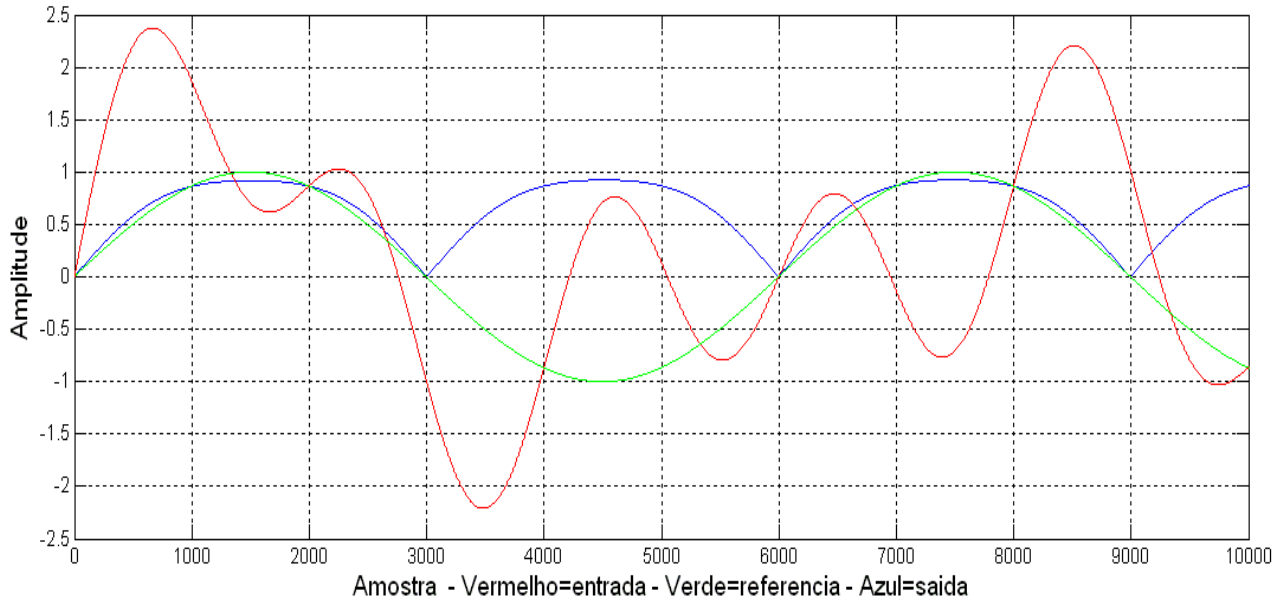


Figura 2.6 – Entrada com vários sinais e saída do método DS

Observa-se que a saída do método é bastante próxima da resposta teórica esperada (referência). Note-se também que a saída é tomada em módulo e por isso está espelhada em relação à resposta teórica esperada nos trechos negativos. Essa simulação foi efetuada com 30000 amostras, quanto maior o número de amostras mais próximo teremos a saída do sinal de referência.

2.4.2 CAPON

Na estimativa da direção de chegada utilizando o CAPON, deseja-se anular ou minimizar a interferência nas outras direções. Para tanto, utiliza-se a densidade espacial de potência que é dada pela equação 2.25, que é equivalente ao inverso da equação 2.24.

$$P_{CA} = \frac{1}{a^{\dagger} \cdot R_{XX}^{-1} \cdot a} \quad (2.25)$$

Analogamente ao DS, a busca da direção de chegada é a busca do ângulo θ que maximiza essa expressão.

O CAPON também é bastante simples e oferece uma resolução melhor que o método anterior, mas possui um custo computacional adicional devido à necessidade de se inverter a matriz R_{xx} . Esse método também tem uma limitação caso o sinal interferente seja correlacionado com o sinal de interesse, devido à presença da matriz R_{xx} no denominador da equação 2.25.

Fez-se uma simulação com os seguintes parâmetros:

- $M=8$;
- $d = 0.5\lambda$;
- $ang = [37 \ 60]$, na qual ang é um *array* com o ângulo de incidência dos sinais gerados;
- $F = [1 \ 1]$, F o *array* de frequência dos sinais gerados em *kHz*;
- $A = [1 \ 0.8]$, *array* de amplitude dos sinais gerados;
- $fs = 10$, onde fs é a frequência de amostragem *kHz*;
- $N = 10000$, N é o número de amostras utilizadas;
- Passo angular = 0.5° ;

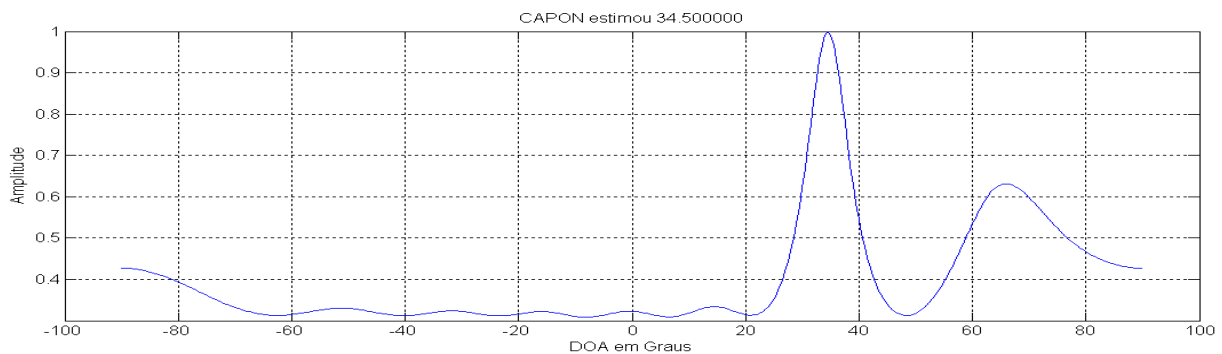


Figura 2.7 – DOA do método CAPON para 2 sinais de incidência

O que se pode observar é que o lóbulo de potência desse método é mais fechado, o que nos permite apontar os ângulos de direção de chegada com maior seletividade.

Foram gerados dois sinais senoidais como entradas para o método adicionados por um ruído branco. Observe-se que o método consegue privilegiar muito bem a direção escolhida já que a saída se aproxima muito do sinal de referência.

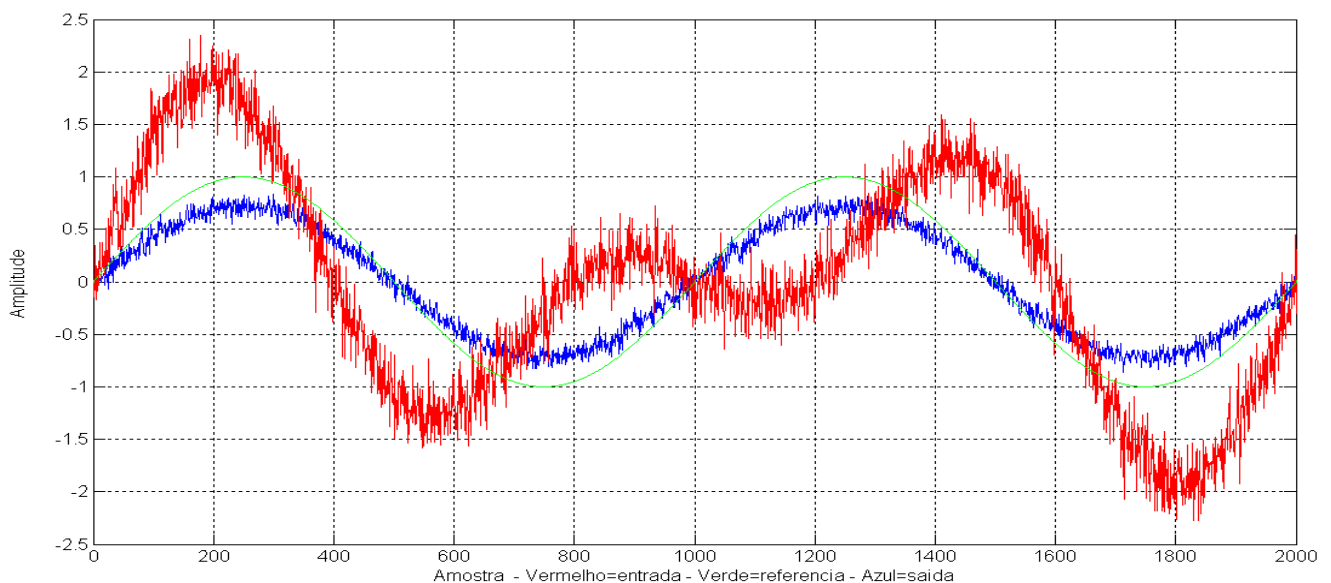


Figura 2.8 – Entrada com vários sinais e saída do método CAPON

Entre os métodos simulados até então, o CAPON produziu os melhores resultados experimentais por ter a maior seletividade entre os métodos testados – isto pôde ser observado pela largura dos lóbulos de potência obtidos nos diversos gráficos.

Na simulação subsequente, foi utilizado um sinal de voz como sinal de interesse – assinado espacialmente para 30° - e colocados como interferentes um sinal sonoro captado de um liquidificador – assinado espacialmente para 0°- e um sinal sono musical – assinado espacialmente para 60°. Esta simulação foi feita para que pudéssemos simular um ambiente real de funcionamento da prótese auditiva.

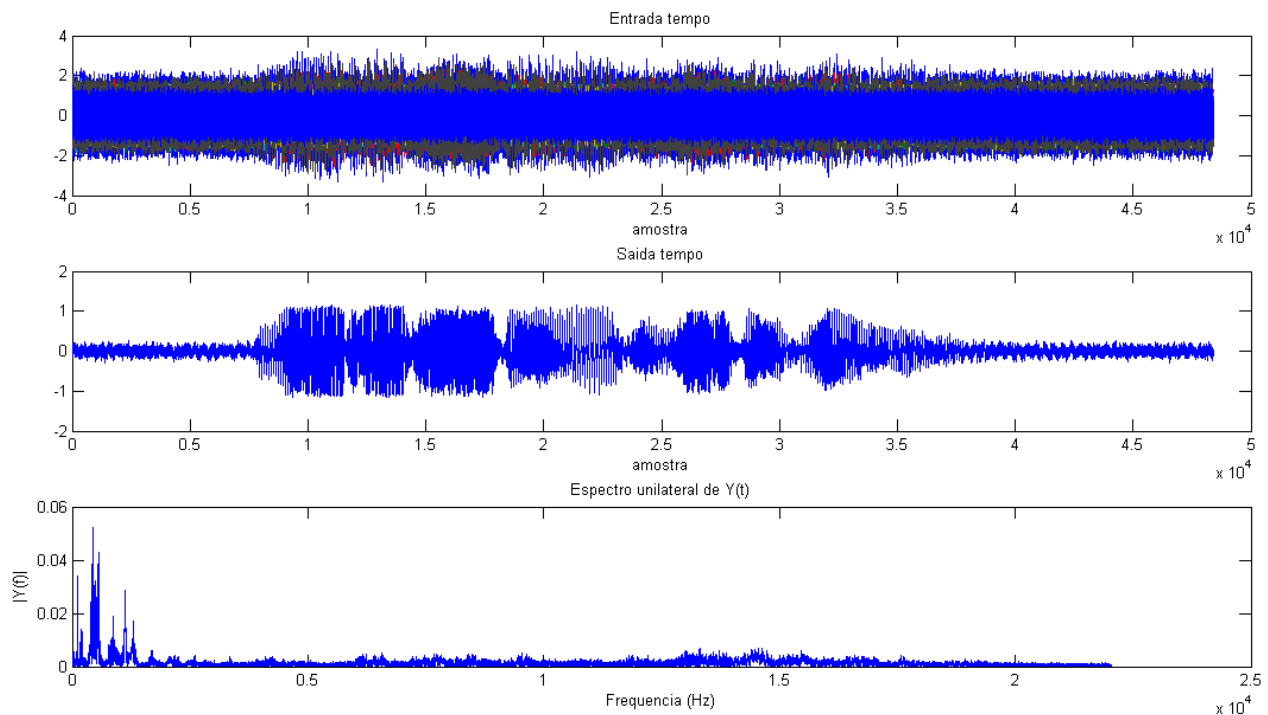


Figura 2.9 – Entrada com vários sinais e saída do método CAPON juntamente com sua FFT

Pode-se observar no gráfico da saída a seletividade do método, uma vez que este recupera praticamente o sinal íntegro original, de modo que quase todo o ruído introduzido foi rejeitado. Observando-se a *FFT* da saída pode se ainda verificar que a potência do sinal de voz se concentra predominantemente em torno da frequência de 1 *kHz*

2.4.3 MUSIC

Esse é um dos estimadores mais utilizados e recebe esse nome do inglês *Multiple Signal Classification*.

Para entender o método que será apresentado adiante, é importante entender o *Array Manifold*, que do inglês significa variedade do arranjo ou multiplicidade do arranjo. Trata-se

de uma abstração matemática que define uma região onde cada ponto tem uma vizinhança que se assemelhe ao espaço Euclidiano.

Na teoria de estimação de DOA, esse *array* é determinado por todos os valores que o vetor diretor pode assumir para aquele arranjo. Logo, é a região no espaço criada variando o ângulo θ - segundo definição conforme equação 2.4 - de $-\frac{\pi}{2}$ a $\frac{\pi}{2}$. Supondo as ondas incidentes planas e observando que todos os elementos do vetor dependem de uma única variável, então o vetor diretor é unidimensional. E assim o *Array Manifold* é uma corda no espaço \mathcal{R}^M .

Observa-se também que a variação da frequência do sinal altera o ângulo θ . Muda-se também o comprimento de onda e uma outra corda é criada. Logo, sinais de mesma frequência, sinais correlacionados, pertencem à mesma corda e sinais de frequências diferentes estão em cordas diferentes.

Os sinais que chegam aos sensores de acordo com a equação 2.7 definem um subespaço vetorial S_x , cuja intersecção com a corda do *Array Manifold* permite a estimação da DOA.

Para K sinais descorrelacionados, os autovalores da matriz R_{xx} da equação 2.22 são compostos por K autovalores referente a cada sinal e M-K autovalores referentes aos ruídos. Para o caso de K sinais correlacionados, os autovalores da matriz são compostos por 1 autovalor referente aos K usuários e M-1 autovalores referentes aos ruídos. Dessa forma, é necessário saber com antecedência quantos sinais correlacionados e descorrelacionados existem.

Como os autovalores de ruído são bem menores que os autovalores do sinal, os autovalores de maior valor serão os dos sinais. Separa-se então o espaço em dois: o subespaço do ruído, representado por E_n , e o subespaço do sinal. O primeiro será composto pelos

autovetores relacionados com os menores autovalores. Enquanto que o subespaço do sinal será composto pelos autovetores relacionados com os maiores autovalores.

A matriz de correlação R_{xx} apresentada na equação 2.22 pode ser estimada pela equação 2.26.

$$R_{xx} = \frac{1}{N} \sum X(n).X(n)^\dagger \quad (2.26)$$

Com essa estimativa e os autovetores, consegue-se a decomposição da matriz de correlação dos sinais e então a estimativa do subespaço do ruído. De posse da matriz E_n de auto vetores, a potência pode ser calculada pela equação 2.27.

$$P_{MUS} = \frac{1}{a^\dagger(\theta).E_n.E_n^\dagger.a(\theta)} \quad (2.27)$$

Assim, analogamente aos métodos anteriores, a estimação da DOA é obtida encontrando o ângulo θ que maximiza a equação anterior.

O algoritmo do MUSIC permite alta resolução na estimação da direção de chegada, pois o pico resultante na estimação é mais estreito, possuindo uma forma menos plana que aquele obtido com o DS ou o CAPON. É também robusto frente ao ruído e possibilita ainda a estimação do número de sinais incidentes. No entanto, tem um custo computacional grande, apresenta problemas quando os sinais são correlatados e picos equivocados provocam grandes erros.

Temos que o MUSIC se apresenta como uma boa solução, porém quando os sinais estão correlatados, os resultados podem estar equivocados, como no seguinte caso, embora a direção esperada fosse 0 grau o método aponta pra 60 graus.

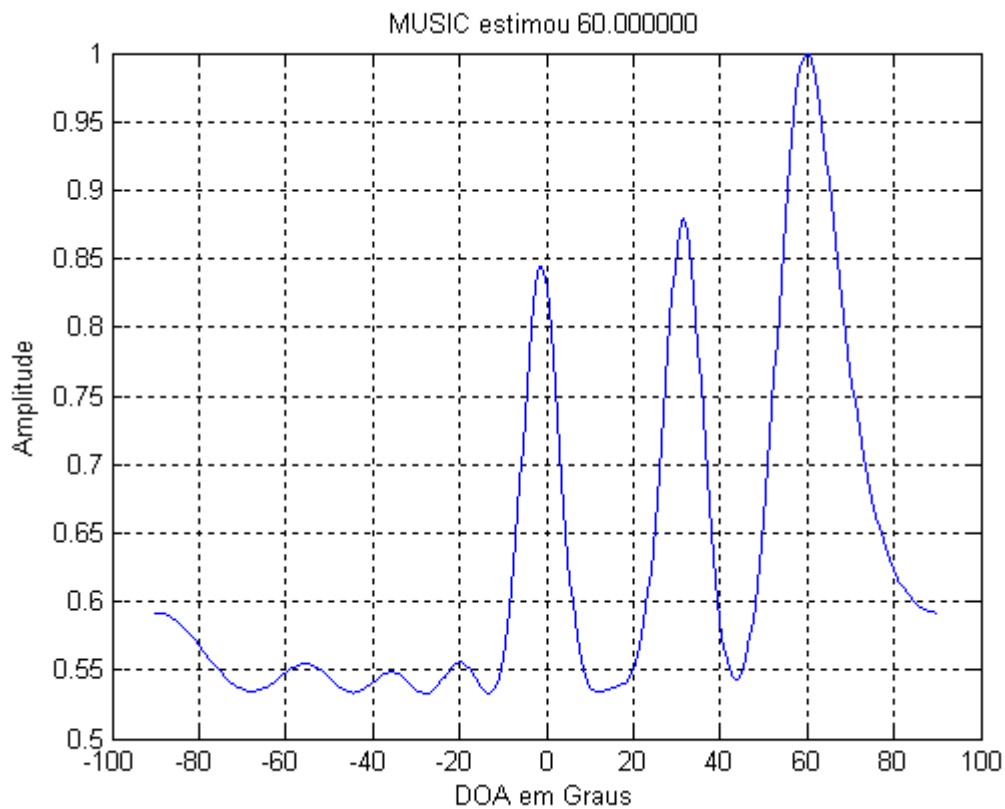


Figura 2.10 – DOA do método MUSIC para 3 sinais de incidência - Sinal de voz em 0°, liquidificador em 30° e música a 60°.

($SNR = 0,82dB$)

Os resultados a seguir foram obtidos utilizando-se como entrada três sinais de áudio em que se tem um SNR de 10 dB do sinal de interesse em relação aos sinais interferentes. Têm-se um sinal sonoro de voz como de interesse e como sinais interferentes um sinal sonoro de um liquidificador assinado espacialmente para 30° e um sinal de música assinado espacialmente para 60°.

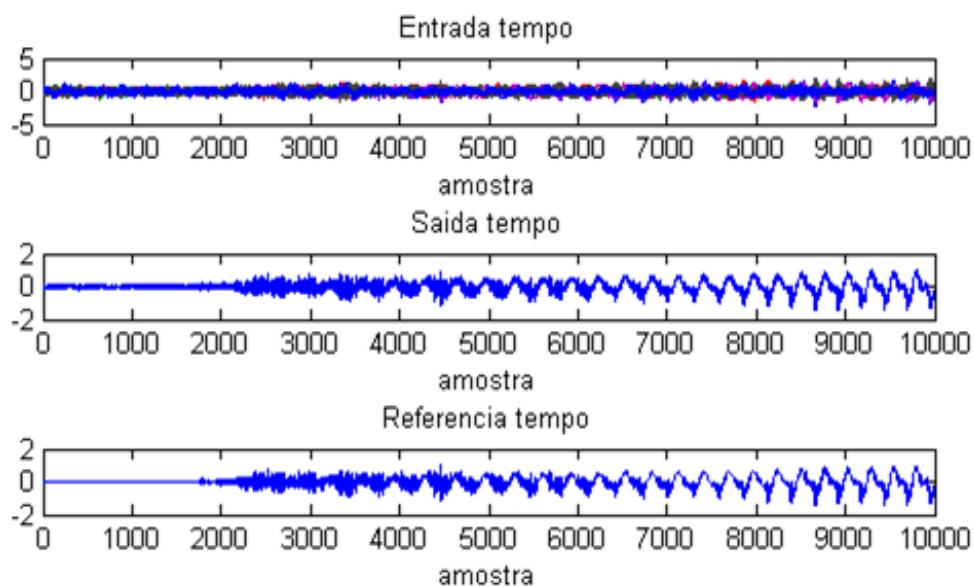


Figura 2.11 – Sinais de áudio no método MUSIC

A *FFT* da saída está apresentada na figura 2.12

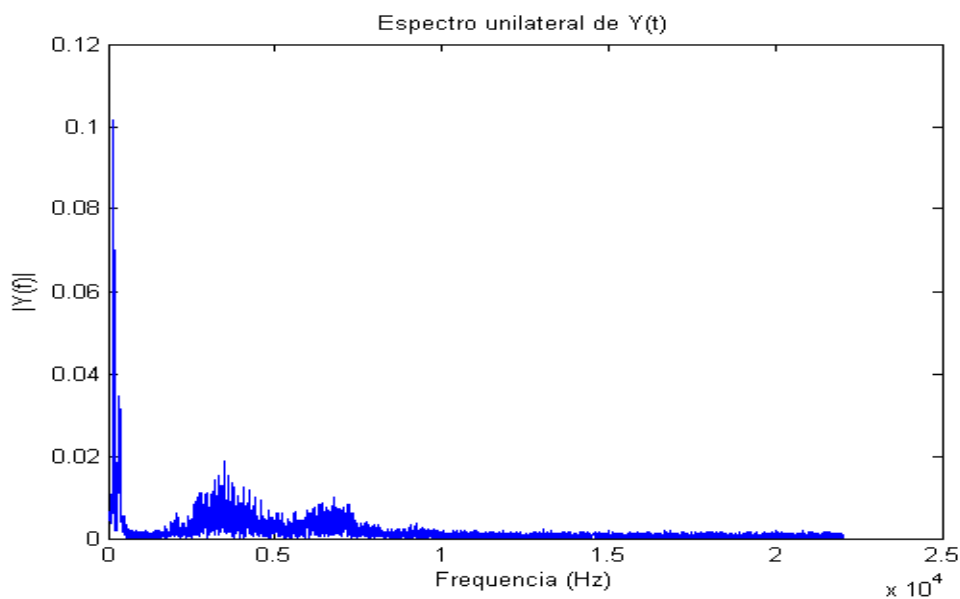


Figura 2.12 – FFT do sinal de interesse filtrado pelo MUSIC

Para a próxima simulação foram dadas assinaturas espaciais para os devidos sons e calculada a direção de chegada do som de interesse. Neste caso, o sinal de interesse estava incidindo a 30 graus no ângulo azimutal, então se fez o método privilegiar a direção do sinal

de interesse. Note que para um único sinal incidente tem-se uma ótima seletividade com o uso do método MUSIC.

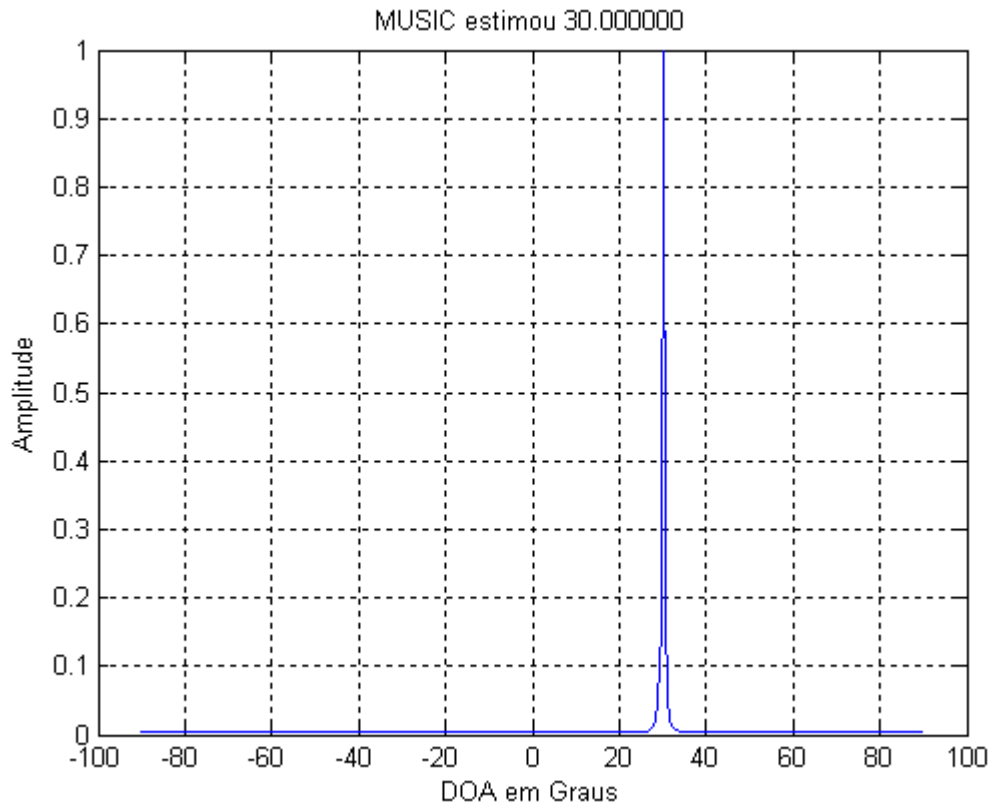


Figura 2.13 – Estimação de DOA com o método MUSIC para um sinal senoidal incidindo a 30°

2.4.4 ESPRIT

O ESPRIT, do inglês *Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Technique* oferece robustez e eficiência espectral. Esse método traz uma aproximação aplicada ao problema da estimação dos parâmetros observados no ruído, representando que se reflete numa melhora significativa comparativamente ao MUSIC. Possui vantagens importantes sobre o anterior ao tratar dados uniformemente amostrados, explorando todos os atrasos obtidos das amostras.

Nesse caso, o arranjo linear de sensores que foi utilizado nos outros métodos sofre uma modificação. No ESPRIT os sensores são compostos por *doublets*. Trata-se de um par de

sensores x_i e y_i separados por um vetor constante Δ e sempre com a mesma orientação. Esse vetor garante a invariância espacial entre os sinais dos diversos pares. A figura 2.8 apresenta como esse arranjo é entendido.

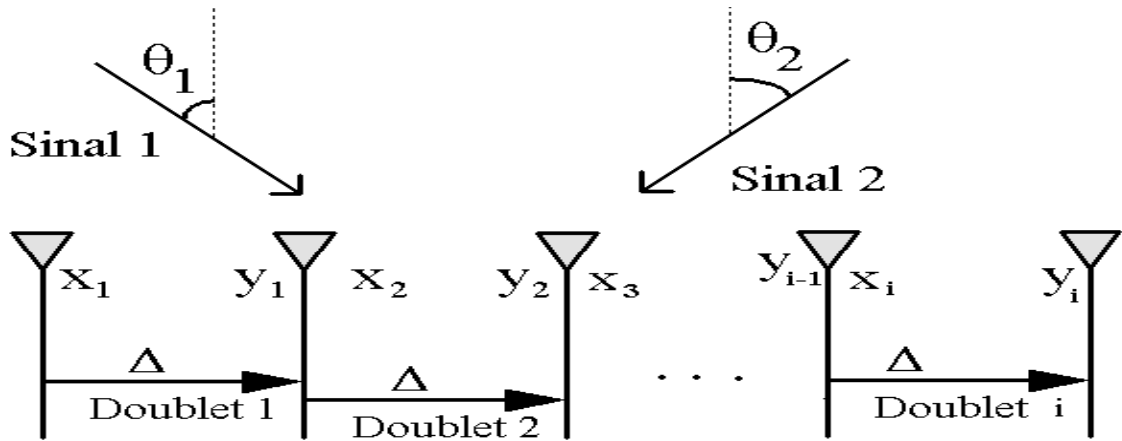


Figura 2.14: Arranjo de Doublets

O arranjo pode ser encarado como composto por dois sub-arranjos Z_x e Z_y , idênticos e separados pelo vetor de deslocamento. Assim, as saídas $X(t)$ e $Y(t)$ dos dois arranjos são representadas pelas equações 2.28 e 2.29, onde Φ é a matriz diagonal que representa o defasamento entre os dois arranjos.

$$X(t) = A \cdot S(t) + N_x(t) \quad (2.28)$$

$$Y(t) = A \cdot \Phi \cdot S(t) + N_y(t) \quad (2.29)$$

Dessa forma, a saída completa é a matriz $Z(t)$ da equação 2.30, que pode ser representada pela equação 2.31.

$$Z(t) = \begin{bmatrix} X(t) \\ Y(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A \\ A \cdot \Phi \end{bmatrix} \cdot S(t) + \begin{bmatrix} N_x \\ N_y \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

$$Z(t) = A \cdot S(t) + N_z(t) \quad (2.31)$$

O problema, então, consiste em estimar ϕ . Esse modelo tem a vantagem de não precisar do conhecimento do *Array Manifold*. De forma semelhante ao MUSIC, calculam-se os autovalores das matrizes de correlação dos dois arranjos, encontrando as matrizes diagonais E_x e E_y dos autovalores. Elas estão relacionadas por uma única matriz de transformação não singular como apresentado na equação 2.32. São os autovalores (Φ_i) dessa última matriz que permite estimar a DOA como apresentado na equação 2.33.

$$E_x \cdot \Psi = E_y \quad (2.32)$$

$$\theta = \sin^{-1}\left(\frac{\lambda}{2 \cdot \pi \cdot f \Delta} \cdot \arg(\Phi_i)\right) \quad (2.33)$$

Por último, para estimar Ψ , um dos métodos mais comuns é o TLS-ESPRIT, apresentado na equação 2.34.

$$\Psi = (E_x^\dagger \cdot E_x^\dagger)^{-1} \cdot E_x^\dagger \cdot E_x^\dagger \quad (2.34)$$

O ESPRIT é capaz de estimar a DOA com uma resolução muito boa, sendo também bastante robusto ao ruído e dispensando maximização, pois utiliza uma expressão analítica

para estimar a direção. Suas desvantagens são a complexidade, o esforço computacional devido à decomposição dos autovalores e problemas quando os sinais são correlatados.

Dessa forma, esse é o método mais recomendado em termos de resolução e robustez, no entanto seu custo operacional dificulta o processamento em tempo real numa implementação futura. Assim, uma análise comparativa em testes reais é recomendada para a validação e verificação de qual dos métodos supracitados é o que fornece uma melhor solução de compromisso de performance relativamente à velocidade e qualidade.

Apesar de o ESPRIT, em teoria, apresentar uma solução viável para o problema de estimação DOA, neste momento não foi implementada uma plataforma de testes que nos possibilitasse averiguar o desempenho deste algoritmo. A aferição do desempenho deste método será realizada em trabalho futuro.

2.4.5 Método de Estimação Prático

Devido à natureza complexa dos algoritmos de estimação DOA, os gráficos de potência para um determinado ângulo estarão sempre espelhados em relação ao eixo ordenado. Isto se deve ao fato de que os algoritmos utilizam em sua construção números complexos para denotar o atraso de fase entre os canais e as medidas dos sinais incidentes são sempre estritamente reais o que gera dois picos de potência espelhados em relação ao eixo ordenado. A fim de determinar qual dos lóbulos de potência é o de interesse, foi desenvolvido neste projeto um algoritmo simples que nos permite dizer com certa precisão o lóbulo de potência principal.

O algoritmo é baseado no modelo DS para o caso real. Dada as 8 seqüências digitais relativas aos 8 canais, calcula-se a diferença mínima e máxima de amostras de um canal para o outro. Esta diferença é função do espaçamento entre os microfones, da taxa de amostragem

e da velocidade da onda sonora no meio considerado. Note que se os elementos do arranjo de microfones estão espaçados de 5 cm e a taxa de amostragem é mantida constante em 96kHz, temos um intervalo de no mínimo 0 amostras de diferença de um canal para outro adjacente – no caso de um sinal incidente em 0° - e no máximo aproximadamente 14 amostras de diferença – sinal incidente em $\pm 90^\circ$ levando em conta as diferentes direções de chegada.

Podemos fazer uso dessa informação da seguinte maneira: fixamos o microfone de uma das extremidades do arranjo como referência e deslocamos as demais seqüências digitais em relação à referência de um índice que varia de 0 a 14 amostras. Deste modo, estamos, por hipótese, admitindo que o sinal seja proveniente de um ângulo do setor de 90° formado pelo microfone central e o microfone da primeira extremidade escolhido como referência. Para cada deslocamento em amostras – de 0 a 14 amostras - calcula-se a soma da correlação total entre os canais, ou seja, calcula-se a correlação entre o primeiro canal e os demais, entre o segundo e os demais, assim por diante, sem repetição. A soma das correlações entre todos os canais com todos os canais é guardada em uma variável.

Logo em seguida, toma-se a extremidade oposta do primeiro caso como referência. Isto significa dizer que, por hipótese, estamos admitindo que o sinal seja proveniente do setor de 90° formado pelo microfone central a segunda extremidade considerada no cálculo. Desloca-se os demais canais em relação a este primeiro, calculando-se a soma da correlação total entre todos os canais com os demais, sem repetição, assim como no primeiro caso, atribuindo um valor de uma segunda variável. Finalmente compara-se o valor das duas variáveis e decide-se pela variável de maior valor que ensejará também qual dos setores considerados é o setor no qual o emissor sonoro se localiza.

Não só podemos estimar em qual dos lóbulos de potência realmente se encontra como também determinar com uma precisão limitada, de aproximadamente $\frac{90}{14}$ graus o ângulo estimado pelo estimador DS de natureza real. Isto é feito da seguinte maneira: determinado o

atraso em número de amostras em atraso que provê correlação máxima entre os canais, determina-se qual o ângulo que o emissor estaria que geraria aquele número de amostras de deslocamento. Se n é o número de amostras para máxima correlação, c é a velocidade do som no ar, fs é a frequência de amostragem em Hz e d é a distância entre os microfones determina-se o ângulo da direção de chegada em graus $\theta = \sin^{-1}\left(\frac{n.c}{fs.d}\right) \cdot \left(\frac{180}{\pi}\right)$.

A vantagem deste método é que o estimador sempre resolve para determinado ângulo. Quanto ao desempenho, nos testes em ambiente real, o estimador DS real teve 100% de acerto na estimativa de qual lóbulo de potência a fonte sonora pertencia. Este método é utilizado em todas as simulações subseqüentes para determinar os lóbulos de potência de interesse.

3. O HARDWARE DO PROJETO PAI

Neste capítulo, vamos apresentar o hardware que foi utilizado no projeto PAI, detalhando cada bloco fundamental da composição do equipamento utilizado. Vamos seguir a seqüência que vai desde a captação do sinal sonoro até a estimação da direção de chegada – DOA – por meio dos algoritmos citados e explicados nos capítulos anteriores.

O diagrama esquemático do hardware PAI simplificado é dado por

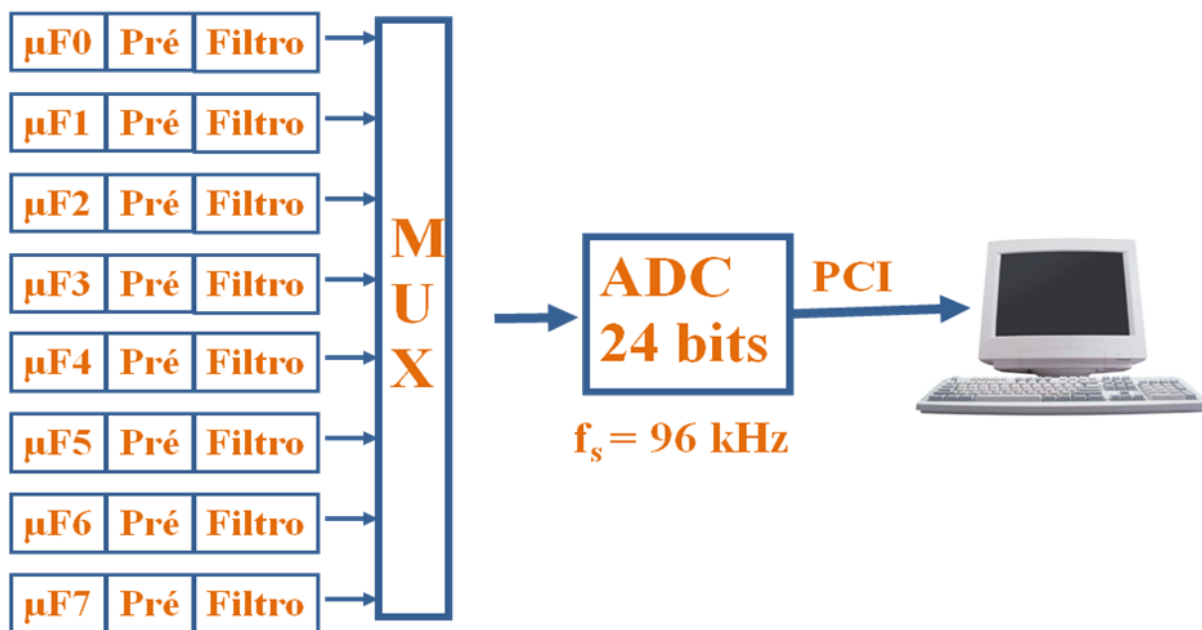


Figura 3.1 Diagrama esquemático simplificado do projeto PAI

Neste diagrama estão representados, em sequência simplificada:

- Os microfones ativos com seus pré-amplificadores em circuito SMD.
- A placa principal do projeto PAI – “Filtros” e “MUX”
- A placa de som M-Audio 1010LT – “ADC 24 bits”
- O software MatLab sobre os quais os algoritmos de DOA são executados

3.1. MICROFONES CAPTADORES

Para a caracterização do hardware utilizado no projeto PAI, é necessário que conheçamos os parâmetros essenciais de cada bloco bem como o impacto que esses parâmetros poderão, ou irão, oferecer no resultado final do projeto. O primeiro bloco é composto por microfones de alta sensibilidade da marca nacional Migtec, modelo MF1-F. Estes microfones são utilizados costumeiramente em aplicações de espionagem e micro-câmeras e foram utilizados em substituição aos originais dos projetos PAI anteriores por

apresentarem maior qualidade de fabricação, maior sensibilidade, tamanho reduzido e baixo custo. As principais características deste instrumento são:

- Sensibilidade à frequências: $20Hz$ a $22.000Hz$.
- Sensibilidade espacial: omni-direcional.
- Tamanho reduzido: formato cilíndrico com diâmetro de $3mm$ e comprimento de $4mm$.
- Saída pré-amplificada com circuito amplificador SMD: oferece $\pm 250mV$ de saída para um nível de conversação normal (SNR de $\pm 20Db$).
- Consumo baixo: $1mA$.
- Custo reduzido: aproximadamente U\$ 3,00.

Nos testes de gravação feitos, notamos que estes microfones possuíam uma qualidade de saída muito superior aos anteriores utilizados, principalmente no referente à imunidade ao ruído dos amplificadores. Também foi notado que o consumo destes equipamentos é irrisório podendo ser utilizadas baterias de 9V comerciais como a Panasonic 6LR61. As desvantagens que pudemos encontrar foram: a necessidade de alimentação DC entre 9V e 12V com a qual a placa principal do projeto PAI não conta. Além disso, o projeto original está preparado para receber um nível de sinal elétrico entre $\pm 1V$ e estes microfones proporcionam somente $\frac{1}{4}$ do nível desejado. Veremos adiante, que esta última não teve impacto significativo no resultado final que almejamos. Para conectarmos os microfones à placa principal do projeto, utilizamos cabos de áudio para fones de ouvido com terminação tipo P2 macho monofônico. A alimentação dos microfones foi feita provisoriamente por meio de uma bateria selada de 12V.

3.2. A “PLACA-MÃE” DO PROJETO PAI

Para que haja estimação satisfatória da DOA, é necessário que, entre outras restrições, a banda do sinal seja o tão estreita quanto possível. Além disso, como a informação que será utilizada para estimação da direção de chegada se encontra na defasagem entre cada sinal captado, é necessário que a aparelhagem que capta e digitaliza os sinais de voz analógicos tenha resposta de fase tão plana quanto possível. Idealizada com base nessas restrições, surge a placa principal do projeto PAI.

Esta placa é composta basicamente por estágios de condicionamento do sinal analógico, filtragem analógica e digitalização do sinal. Para este projeto, a característica desta placa que deve ser tratada mais enfaticamente é a resposta em frequência uma vez que esta oferece a preciosa informação de fase entre os canais que é a matéria-prima para os métodos de estimação da direção de chegada. Caso esta informação de fase não seja tratada de maneira adequada, esta pode ser distorcida e até mesmo se perder se não conhecermos a resposta em frequência que o canal elétrico oferecido pela placa introduz no sinal elétrico gerado pelos microfones.

3.2.1 O condicionamento do sinal captado

O condicionamento do sinal captado é feito basicamente por meio de conjuntos de capacitores eletrolíticos $10\mu F/16V$ e resistores de valores diversos conectados a entrada do sinal analógico que servem basicamente para eliminar transientes e bloquear o nível DC presente no sinal captado. Além destes, também foram adicionados capacitores cerâmicos $100nF/16V$ conectados diretamente as linhas de $+5V$ e $-5V$ que servem para eliminar

eventuais ruídos de alta frequência que podem ser introduzidos pelas fontes e conexões das alimentações DC.

Há também um dispositivo *Sample-and-Holder* (amostrar e segurar) que serve como um dispositivo de memória temporário para que os valores analógicos sejam mantidos durante o tempo em que é gasto pelo conversor AD até que todos os canais sejam amostrados. Ou seja, é amostrado (*sample*) um nível analógico instantâneo para todos os canais simultaneamente e estes valores são armazenados (*hold*) até que o conversor analógico-digital termine de converter todos os valores amostrados. Após a conversão, o processo é iniciado novamente (*sample*). Deste modo, garante-se que cada amostra convertida de cada canal foi obtida no mesmo instante em que as outras amostras dos outros canais

Após a filtragem, existem outros conjuntos tipo capacitor-resistor, capacitores de valor $10\mu F/16V$ e resistores de valor $10k\Omega$ que foram introduzidos devido a restrições impostas pelo fabricante do *Sample-and-Holder* para correto condicionamento de sinal na entrada deste dispositivo.

Ainda, na saída do *Sample-and-Holder* encontramos niveladores de sinal que têm a função de oferecer um *offset* DC no sinal captado de $1,4V$ ou $2,4V$. Este *offset* é adicionado ao sinal para que este seja compatibilizado com os níveis de entrada aceitos pelo conversor AD como o ADC128S especificado para esta placa. Na adaptação feita para esta versão do projeto, o próprio *Sample-and-Holder* foi desviado (realizado *bypass*).

3.2.2. A filtragem analógica

Para que possamos estimar a DOA de maneira satisfatória e eficiente, temos algumas restrições importantes a considerar, entre as mais impactantes estão: a banda de frequência do sinal de interesse, a resposta de fase do circuito de aquisição e a conversão analógico-digital.

Sabemos que o sinal de voz é um sinal que apresenta uma banda de frequência muito extensa, aproximadamente desde 100 Hz até 10 kHz para alguns timbres de voz. Contudo, para uma compreensão clara e consistente do sinal de voz humano, podemos captar este sinal analógico em uma faixa entre 100 Hz e 5 kHz , uma vez que esta faixa concentra mais de 90% da potência total do sinal de voz.

A fim de alcançar este feito, foram implementados na placa principal do projeto PAI filtros analógicos tipo passa-faixas com frequências de corte para o passa-altas em 100 Hz e para o passa-baixas em 5 kHz . A finalidade do filtro passa-altas é a redução do nível DC captado pelo sistema e proporcionar imunidade ao significativo ruído de 60 Hz proporcionado pela rede elétrica. Já o filtro passa-baixas com frequência de corte em 5 kHz serve como filtro *anti-aliasing* e também como filtro de ruídos de alta frequência indesejáveis, uma vez que os microfones captadores têm resposta em frequência extensa – 20 Hz a 22 kHz . De acordo com o projeto do hardware da placa principal do PAI, todos os 4 estágios do filtro analógico podem ser desviados (por *bypass*) por *jumpers* setados na placa. Isto facilita o diagnóstico de problemas e também facilita medições no sentido de obter a contribuição de cada um dos estágios no resultado final da filtragem da placa.

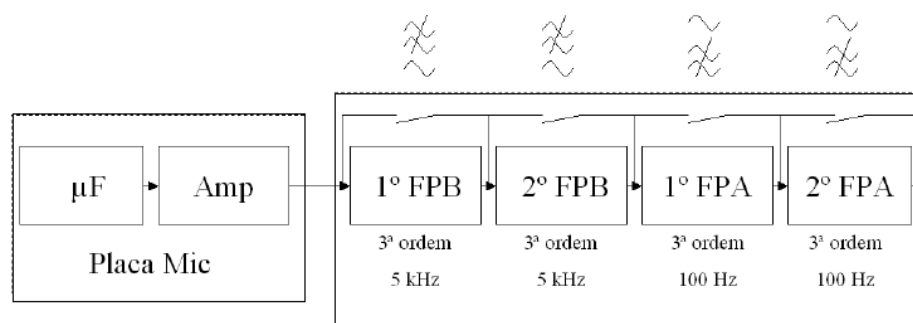


Figura 3.2 Diagrama de blocos da etapa de filtragem analógica

Determinada a solução para que tenhamos uma banda relativamente estreita no sinal adquirido, é necessário que seja escolhida um tipo de filtro que apresente a menor distorção

em fase possível. Para lograr êxito nesta restrição foram escolhidos filtros tipo Bessel por estes serem o tipo de filtro que apresenta o menor atraso em grupo, ou seja, a fase mais linear possível. Além disso, dos tipos de filtro que apresentam menor atraso de fase o filtro tipo Bessel apresenta a menor taxa de mudança de fase ao longo de sua resposta em frequência.

Os filtros desenvolvidos são todos de 3ª ordem, sendo cascadeados dois filtros tipo passa-altas em 100Hz e dois filtros tipo passa-altas em 5kHz, formando um filtro de 6ª ordem tipo passa-baixas, um filtro de 6ª ordem tipo passa-altas e finalmente um filtro de 12ª ordem tipo passa-faixas, o que nos proporciona alta seletividade em amplitude. As respostas teóricas dos filtros passa-altas estão representadas pela figura 3.3, as respostas teóricas dos filtros passa-baixos pela figura 3.4.

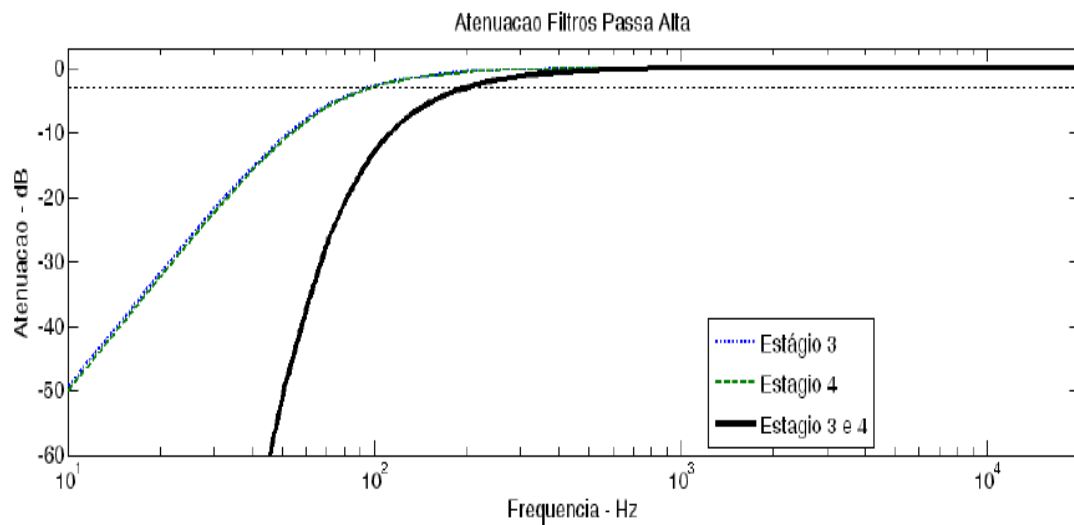


Figura 3.3 Resposta Filtros Passa-Altas

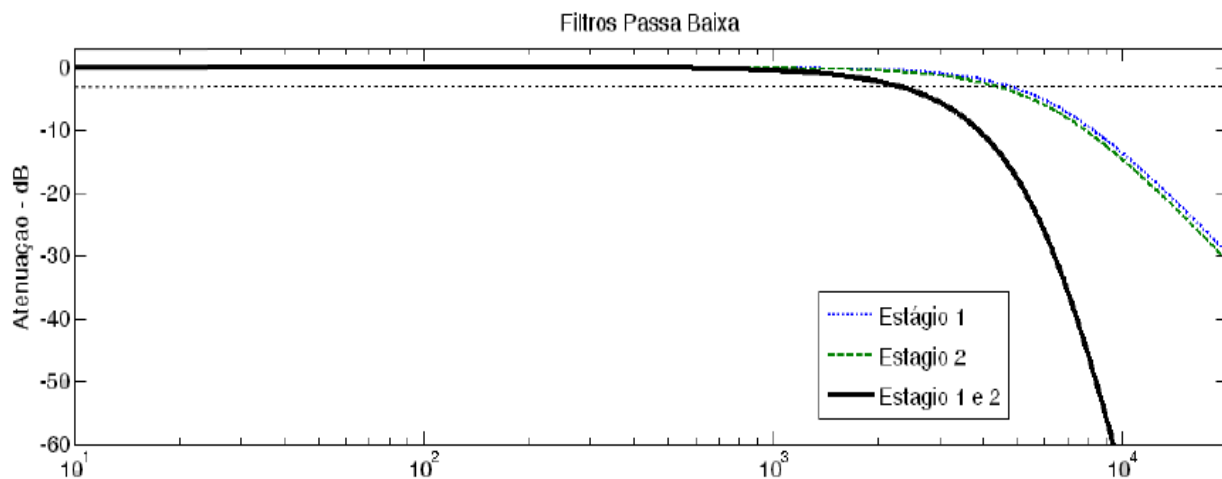


Figura 3.4 Resposta Filtros Passa-Baixas

Com relação à fase, apresentamos a resposta em amplitude e em fase de um filtro tipo Bessel passa-baixas de 4^a ordem na figura 3.5. Note que a variação de fase teórica é mínima na banda passante.

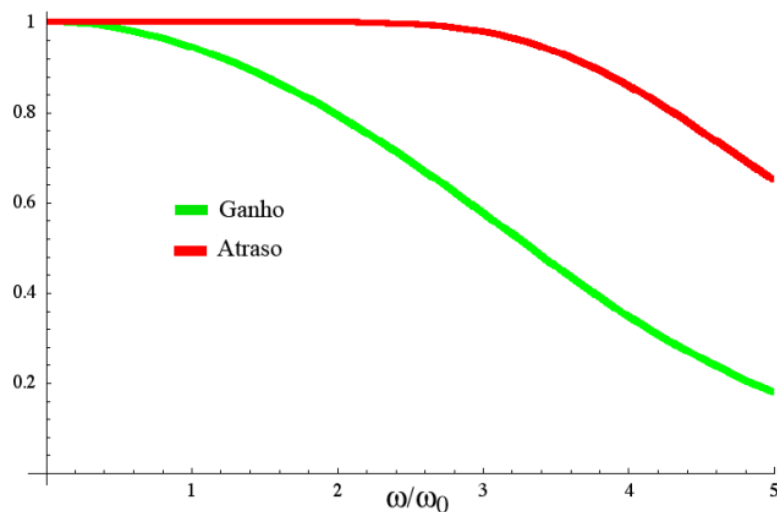


Figura 3.5 Resposta de um filtro passa-baixas Bessel de 4ª ordem

Com relação ao hardware utilizado, os filtros foram implementados seguindo a forma dos diagramas abaixo apresentados. Respectivamente um estágio filtro passa-altas com frequência de corte em 100Hz apresentado na figura 3.6 e um estágio filtro passa-baixas com frequência de corte em 5kHz apresentado pela figura 3.7.

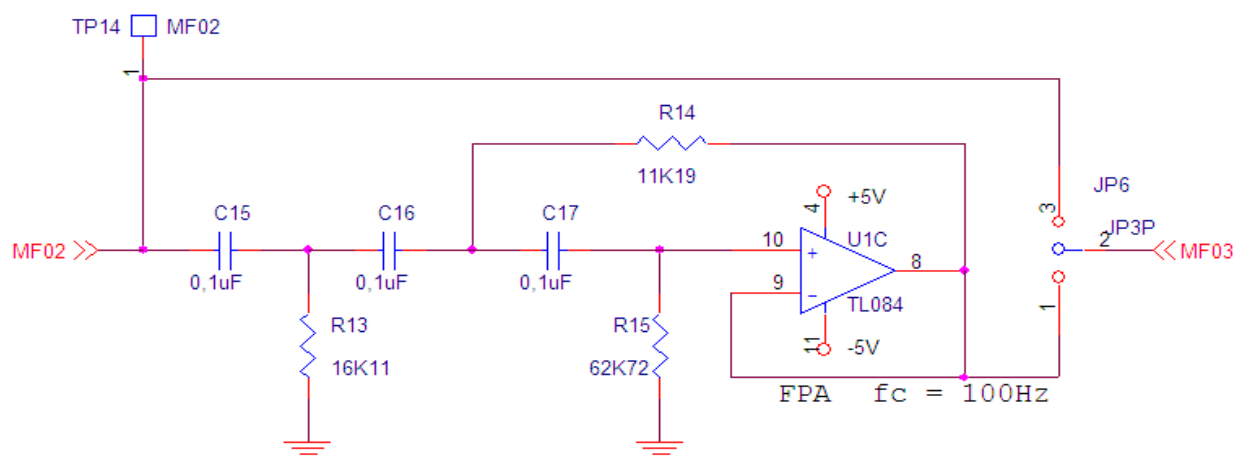


Figura 3.6 Diagrama elétrico de um estágio filtro passa-alta

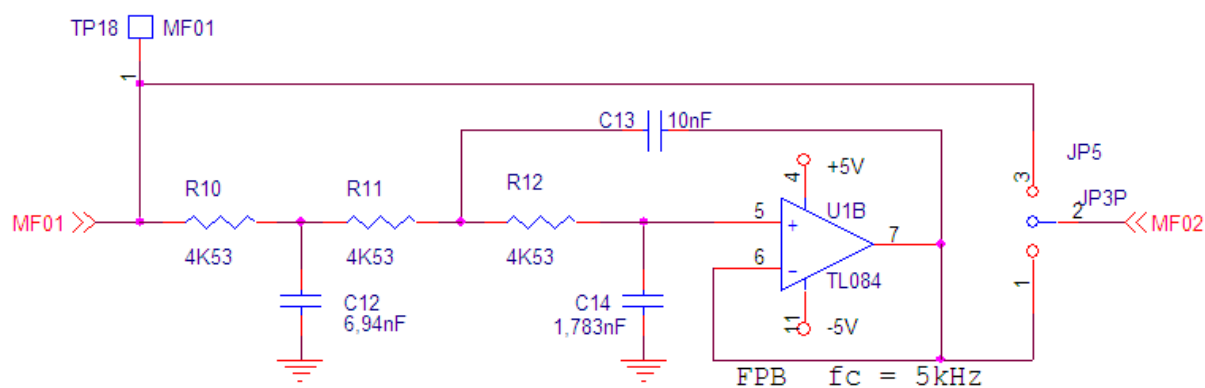


Figura 3.7 Diagrama elétrico de um estágio filtro passa-baixa

Neste ponto, devemos ressaltar que os capacitores de valor $6,94nF$ foram substituídos por capacitores de valor $6,8nF$ e os capacitores de valor $1,783nF$ foram substituídos por capacitores de valor $1,8nF$. Além disso, os resistores de valor $16,11k\Omega$ foram substituídos por resistores de valor $18k\Omega$. Estas substituições foram efetuadas pela dificuldade de se encontrar componentes desse valor – e de outros não muito usuais - na região do Distrito Federal. Desta forma, aceita-se um risco controlado sabendo que pólos e zeros dos filtros serão deslocados levemente, o que pode, eventualmente, mudar a curva de resposta em frequência levemente.

A peça chave para implementação com sucesso destes filtros é o amplificador operacional TL084. Por isso são enumeradas características básicas que nos levaram a escolher este componente:

- Larga faixa de trabalho para voltagem
- *BIAS* de entrada e corrente de *offset* baixos
- Alta impedância de entrada
- Compensação interna de frequência
- *Slew-rate* elevado
- Baixo ruído
- Baixo custo – aproximadamente U\$ 0,50
- 4 amp-ops no mesmo *package* – implementa todos os 4 estágios em um chip

Para que obtenhamos precisão suficiente na resposta de fase para a aplicação desejada e também pela necessidade de conhecer precisamente a resposta em frequência do conjunto de instrumentos que foram utilizados, foi levantada a curva de resposta em frequência da placa principal do projeto PAI. Como entrada, foi utilizada uma fonte senoidal de amplitude $\pm 1V$ - nível de sinal ótimo como especificado pelo projeto inicial – e variamos a frequência de entrada desde 74,6Hz (limite da medição do osciloscópio disponível) até 8200Hz em passos variados. No intervalo entre 74,6Hz e 2050Hz foram utilizados passos de 50Hz ou menores por este ser o intervalo mais significativo, que concentra maior potência, quando se está trabalhando com sinais de voz. Abaixo, é apresentada a curva teórica esperada em amplitude na figura 3.8, e a curva real obtida em laboratório pela figura 3.9.

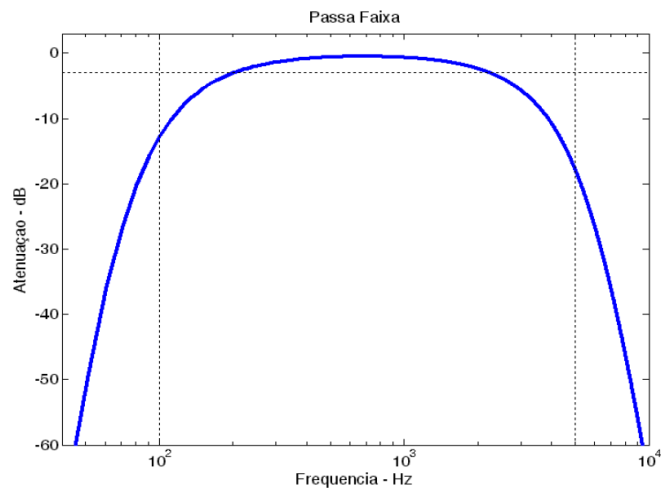


Figura 3.8 Resposta em amplitude teórica dos filtros

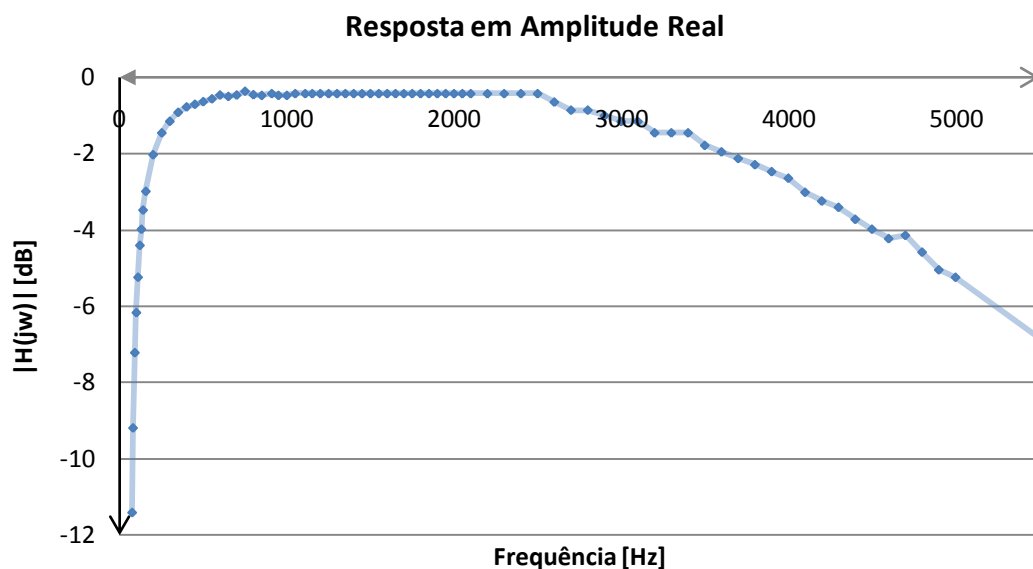


Figura 3.9 Resposta em amplitude dos filtros da placa principal PAI – escala logarítmica

Notamos que a resposta em frequência para a placa principal PAI se aproxima em muito daquela que esperávamos nas simulações teóricas. Para o filtro Bessel de 12^a ordem encontramos a frequência de corte de 3dB para o conjunto filtro passa-altas em 156Hz e para o conjunto filtro passa-baixas em 4100Hz.

Note que, naturalmente, há diferenças entre as frequências de corte para os filtros projetadas e as frequências obtidas. Estas diferenças devem-se principalmente à precisão dos componentes utilizados – em regra $\pm 5\%$ - e também as diferenças de valores anteriormente

citadas. Contudo, não há comprometimento do resultado desejado por estas diferenças uma vez que a banda encontrada entre 156Hz e 4100Hz para a voz ainda concentra a maior parte – ou quase toda a potência – encontrada na banda de voz, ficando as frequências superiores responsáveis tão somente pelo contorno e características próprias de cada locutor mas não pela inteligibilidade em si da voz proferida.

Abaixo apresentamos as curvas de fase teórica e prática obtidas em laboratório. Para melhor adequação ao contexto, ao invés da fase em graus ou radianos é apresentado o atraso em amostras do filtro, considerado a frequência de amostragem de 96kHz.

Resposta teórica de um filtro Chebyshev I (tipo Bessel) 12^a ordem, passa-faixas, com $f_c = 100\text{Hz}$ para o passa-altas e $f_c = 5\text{Khz}$ para o passa-baixos – atraso em amostras.

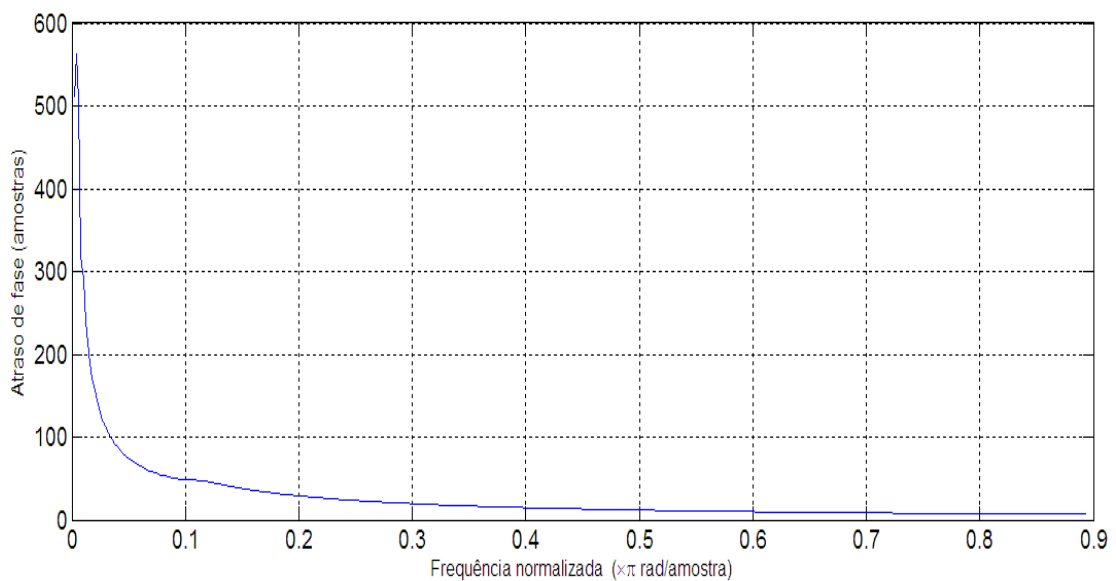


Figura 3.10 Resposta em amostras da placa principal PAI – teórica

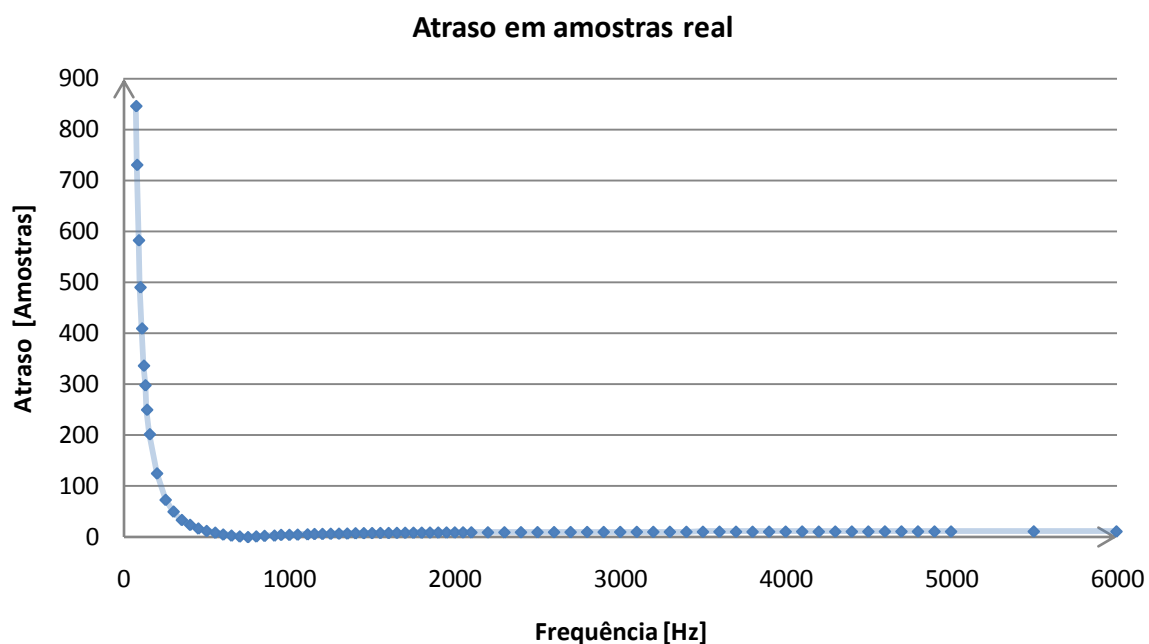


Figura 3.11 Resposta em amostras da placa principal PAI – real

Em se tratando de fase, as respostas reais e teóricas se apresentaram quase idênticas e eventuais diferenças podem ser justificadas pelos mesmos motivos explicitados anteriormente.

Note que há um início no qual o atraso é bastante significativo e parece tender ao infinito para as frequências próximas de zero, mas à medida que as frequências são maiores o atraso pode ser considerado quase desprezível. Infelizmente, para a aplicação do projeto PAI o atraso introduzido pelo filtro de fase quase plana tipo Bessel se mostra demasiadamente grande. Esta é um das dificuldades da implementação de tais métodos para o sinal de voz e talvez o problema que será de solução mais difícil e por isso ele será discutido em um capítulo separado posteriormente.

3.3 A DIGITALIZAÇÃO

Feita a filtragem analógica necessária e percebidos alguns dos inconvenientes que irão impactar o resultado final do projeto, é necessária uma solução para a digitalização dos sinais analógicos dos oito canais de voz que são adquiridos pela placa principal do PAI.

Nas versões anteriores do projeto PAI, a digitalização dos canais analógicos era feita por meio de um conversor analógico interno de uma placa de desenvolvimento ATMEL que contava com um processador ARM que convertia os dados analógicos em digitais e os transmitia pela interface USB do computador para o MatLab, onde seriam executados os algoritmos de estimação da direção de chegada. Durante sucessivas versões, houve muita dificuldade em se escrever o *firmware* para que o processador ARM convertesse os dados analógicos corretamente e se descobriu que este processador possuía sérias limitações de desempenho na transmissão de dados pela porta USB que estava limitada a $64KByte/s$ para uma precisão de palavra de 10bits, que, conforme veremos adiante constituiria uma limitação grave mesmo que a interface de transmissão funcionasse perfeitamente.

Nesta versão do projeto PAI, propusemos uma abordagem diferente já que o objetivo final do projeto não era o *firmware* para o processador ARM em si e sim a validação dos algoritmos de DOA com dados em ambiente real. Este é o passo inicial para que possamos avançar no sentido da miniaturização do hardware e da concretização do projeto da prótese auditiva real. Para contornarmos a grande dificuldade que havia em escrever um *firmware* eficiente e robusto como solução da digitalização, propusemos a aquisição de uma placa de som interface PCI que contasse, com, no mínimo, oito canais analógicos de entrada. O equipamento encontrado que atendia nossas necessidades foi a placa de áudio M-Audio 1010LT. Vamos enumerar algumas características que nos levaram a escolher essa placa

como meio de digitalização dos oito canais de voz analógicos da placa principal do projeto PAI.

- Placa PCI, padrão *plug-and-play* com interface amigável e diversos softwares de gravação de áudio disponíveis na Internet.
- oito entradas analógicas padrão tipo RCA com conversores digitais de 24 bits de precisão e 96kHz de amostragem.
- Faixa dinâmica: 101.5dB nas saídas e 99.6dB nas entradas.
- Distorção THD (*total harmonic distortion*) < 0,002%.
- Resposta em frequência: 22Hz a 22kHz.
- Compatibilidade em nível de sinal com os padrões de *output* da placa principal PAI.
- Custo moderado: U\$ 250,00.

Com a utilização desta placa, conseguimos dar solução ao problema da digitalização que até então vinha se perpetuando nas versões do projeto PAI. Em relação à solução anterior esta é preferível por algumas razões: têm-se uma interface amigável de programação e compatibilidade total com ambiente Windows e MatLab, podendo-se efetuar inúmeras gravações em ambientes reais com ampla agilidade e facilidade; conversão analógico-digital em precisão e taxas muito superiores às anteriormente especificadas; total compatibilidade com as saídas de áudio da placa principal do projeto PAI, bastando-se adaptar cabos com padrão RCA à placa de desenvolvimento.

Outro aspecto a se considerar é que se pôde pela primeira vez concentrar esforços na validação dos algoritmos da direção de chegada e não no hardware de aquisição em si. No momento da adaptação deste novo hardware ao projeto original há um fato que se deve considerar pertinente. Dado que as placas de áudio normalmente contam com somente um conversor analógico digital e quando contam com mais de um canal de áudio digitalizam estes canais em seqüência, deve-se então questionar se a própria digitalização dos canais efetuada

pela placa de áudio não estaria introduzindo uma distorção de fase indesejada nos canais. A resposta para esta pergunta é sim, mas a distorção introduzida é desprezível, como veremos nos capítulos subsequentes.

Há ainda uma preocupação se os níveis de sinal que são proporcionados pela placa principal PAI em suas saídas de áudio teriam potência suficiente para sensibilizar os canais de entrada da 1010LT de forma satisfatória. Felizmente, estes níveis se mostraram mais do que suficientes para que a captura dos dados analógicos e a conversão em dados digitais seja feita de maneira eficiente e plena.

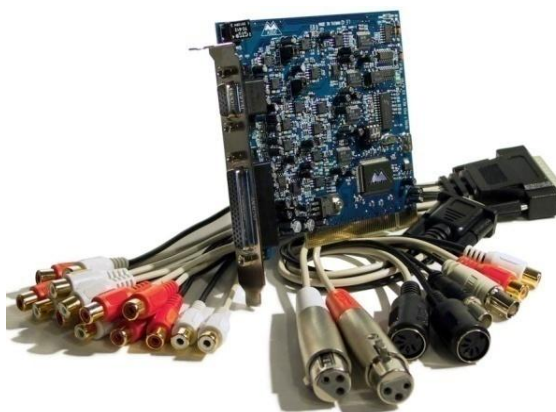


Figura 3.12 Placa de áudio M-Audio 1010LT

O software utilizado para gravação dos sinais digitais foi o Nuendo 3.2. (<http://www.steinberg.net>). O processo de gravação foi executado da seguinte forma: posicionados os microfones na distância e orientação espacial correta, era reproduzido um tom sonoro, uma gravação de voz, ou uma gravação de um trecho de música e os canais analógicos eram digitalizados e gravados em arquivos da extensão tipo *.wav*. Estes arquivos são depois importados para o MatLab por funções próprias – *built-in* - do programa e com estes dados digitalizados dos oito canais importados ao MatLab são executados os variados algoritmos de estimação da direção de chegada. A interface com o MatLab é feita de forma simples e direta. Da gravação do som pelos microfones, são gerados oito arquivos de dados digitais tipo PCM e extensão *.wav* com 24 bits de precisão de palavra e 96K amostras/s. Estes

arquivos são então importados com o uso da função *wavread()* do MatLab e convertidos em oito vetores normalizados de -1 até 1 que servem como parâmetros de entrada para todos os algoritmos discutidos anteriormente

Uma possibilidade que não tivemos a oportunidade de explorar até o presente momento e deixamos como sugestão para desenvolvimento futuro é mapear cada canal da placa de áudio 1010LT a um canal de entrada de áudio do MatLab por meio de funções *builtin* do próprio MatLab. Deste modo, poder-se-ia ter um *stream* de dados digitais contínuos e praticamente *online* de aquisição dos oito canais dos microfones de entrada. Isto permitiria que fossem executados algoritmos de filtragem adaptativa e ter-se-ia um interessante estimador de direção de chegada em tempo real.

4. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo, daremos ênfase aos resultados que foram obtidos com os métodos e o hardware descritos nos capítulos anteriores. Durante esta etapa de pesquisa foram feitos exaustivos ensaios que culminaram em diversos resultados. Esses resultados nos levaram a reflexão sobre os diversos parâmetros envolvidos na estimação da direção de chegada e também à detecção de limitações e falhas tanto no aparato de hardware quanto nos algoritmos em software. Ao longo deste capítulo, vamos mostrar resultados obtidos juntamente com as limitações observadas, no intuito de justificar, quantizar e propor soluções para estas limitações para que seja dado prosseguimento ao desenvolvimento do PAI – Prótese Auditiva Inteligente.

4.1 A DISTÂNCIA DO LOCUTOR AO ARRANJO

Uma importante restrição a se considerar é a distância da fonte sonora – locutor – ao arranjo de microfones. Note que os algoritmos contam com a simplificação de que as ondas sonoras que chegam até os sensores sejam planas, o que nem sempre é verdade. Para sinais sonoros a distâncias maiores que $15d$, em que d é a distância entre os elementos do arranjo, pode-se considerar frentes de onda plana. A partir dessa distância, as equações mostradas no capítulo 2 podem ser aplicadas e a direção de chegada calculada. Para o caso de frentes de ondas não planas, $d' < 15d$, segue outra abordagem matemática mais complexa e que não é objeto de estudo aqui. No experimento a distância entre os sensores é de 10 cm , a distância da fonte era 3 m , ou seja, $d' = 30d$. Deste modo, este parâmetro não comprometeu os resultados, porém para interlocutores que se encontram próximos esse parâmetro deve ser levado em consideração.

4.2 A DISTÂNCIA ENTRE OS MICROFONES

O segundo parâmetro investigado foi a distância física entre os microfones e de que forma ela afeta a sensibilidade do arranjo de microfones a um determinado sinal sonoro pré-estabelecido. Sabemos da formulação do problema do arranjo linear de microfones que podemos definir uma grandeza denominada frequência espacial $ft = \frac{\sin \theta}{\lambda}$. Esta grandeza define para um arranjo arbitrário de microfones igualmente espaçados qual a frequência em que este arranjo responderá com máxima sensibilidade a uma onda de som incidente de frequência arbitrária. Se considerarmos $c = 340 \frac{\text{m}}{\text{s}}$ a velocidade do som no meio aéreo, temos pela versão espacial do Teorema de Nyquist que a distância entre os microfones deverá ser

$d \leq \frac{\lambda}{2}$, ou seja, $d \leq \frac{c}{2f}$. Se considerarmos que a voz humana tem seu pico de potência em torno de $f = 1\text{kHz}$, teremos que $d \leq 17\text{cm}$. Deste modo, a frequência espacial de um arranjo separado por 17 cm é de 1kHz e sua sensibilidade máxima ocorre para os sons recebidos em torno de 1kHz. Nesta versão do projeto, escolhemos dois distanciamentos distintos entre os microfones, de 10 cm e 5 cm. A frequência espacial para o arranjo em 10 cm é de $f = \frac{17}{10} \cdot 1\text{kHz} = 1,7\text{KHz}$ e para o arranjo em 5 cm é de $f = \frac{17}{5} \cdot 1\text{kHz} = 3,4\text{KHz}$. Um arranjo de 17 cm não foi escolhido por se tornar demasiadamente grande – tamanho total de $7 \times 17\text{cm} = 1,19\text{m}$ - e desvirtuar os propósitos de miniaturização da prótese auditiva.

Abaixo mostramos uma simulação MatLab para um arranjo de oito microfones utilizando o método DS, com a distância variando de 1 cm a 17 cm. É de se notar como o pico de estimador se deteriora à medida que se afasta da frequência para o qual foi projetado o arranjo. O som recebido é um tom senoidal de 1kHz e a relação sinal-ruído mantida em 20dB.

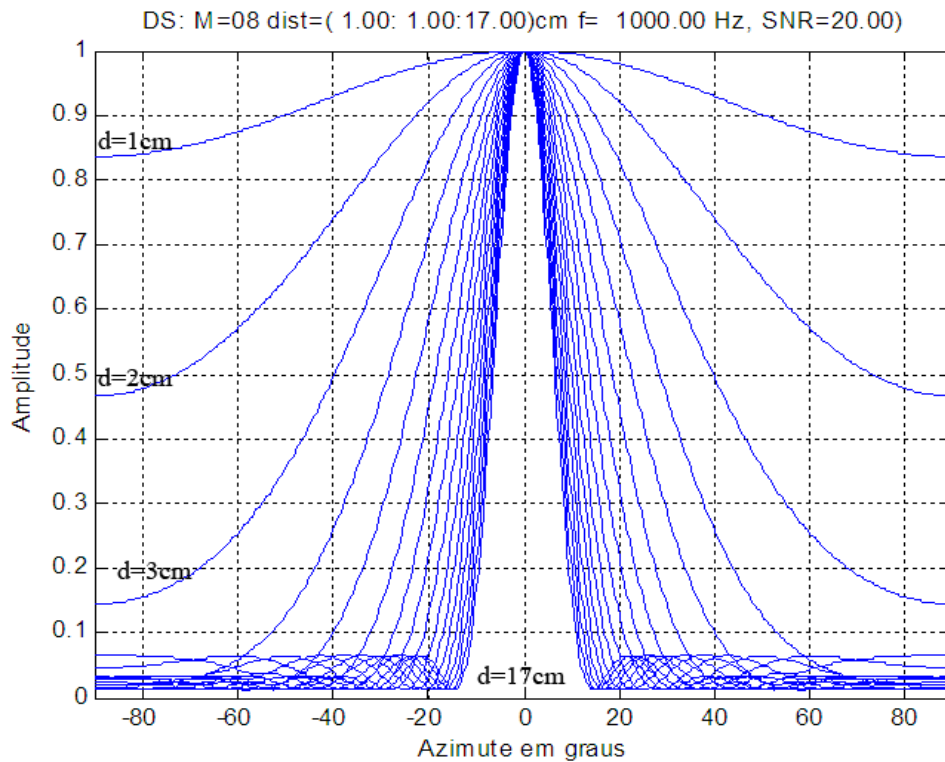


Figura 4.1 Largura do pico de potência em função da separação entre microfones

Do cálculo anterior, sabemos que a distância ótima entre microfones para um tom recebido na frequência $f = 1\text{kHz}$ é de aproximadamente 17 cm. Note como o arranjo de microfones perde significativamente a seletividade à medida que a distância utilizada entre os microfones diminui. Para comprovar isso, analisemos a simulação que compara a largura do pico medido com amplitude igual a 0,9 obtido e como esta varia de acordo com a distância dos elementos do arranjo de microfones.

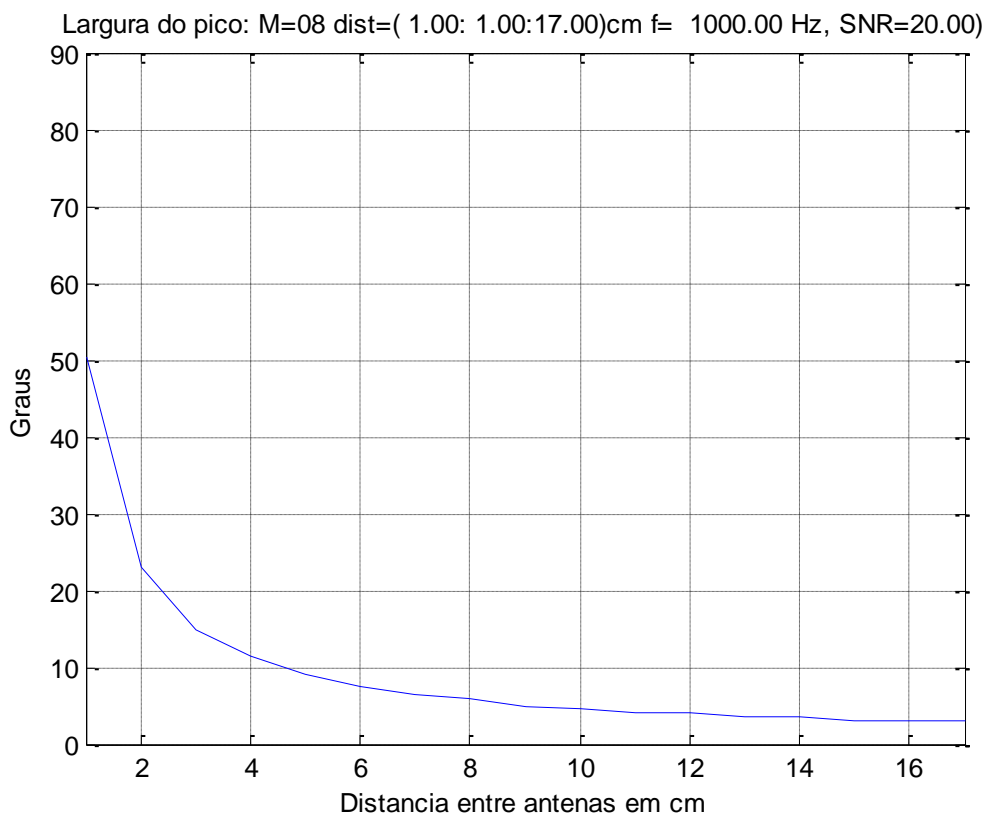


Figura 4.2 Largura do pico máximo em função da separação dos elementos do arranjo

Note que a largura do pico máximo cresce quase que exponencialmente com a diminuição da distância entre os elementos do arranjo, o que significa que a seletividade decai quase também exponencialmente à medida que aproximamos os microfones um do outro mantendo a frequência do emissor constante em $f = 1\text{kHz}$. Isto nos mostra que este é um dos limitadores da estimação da direção de chegada e que deve ser considerado no desenvolvimento futuro.

Se analisarmos o pico máximo para cada distância em questão, veremos que a variação não é tão significativa e que na verdade o maior impacto na variação da distância entre os elementos do arranjo é na seletividade do arranjo. Para um ambiente sem interferentes, a seletividade pode não ser tão importante, mas no ambiente real onde inúmeros interferentes de diversas frequências estão presentes ela é fundamental.

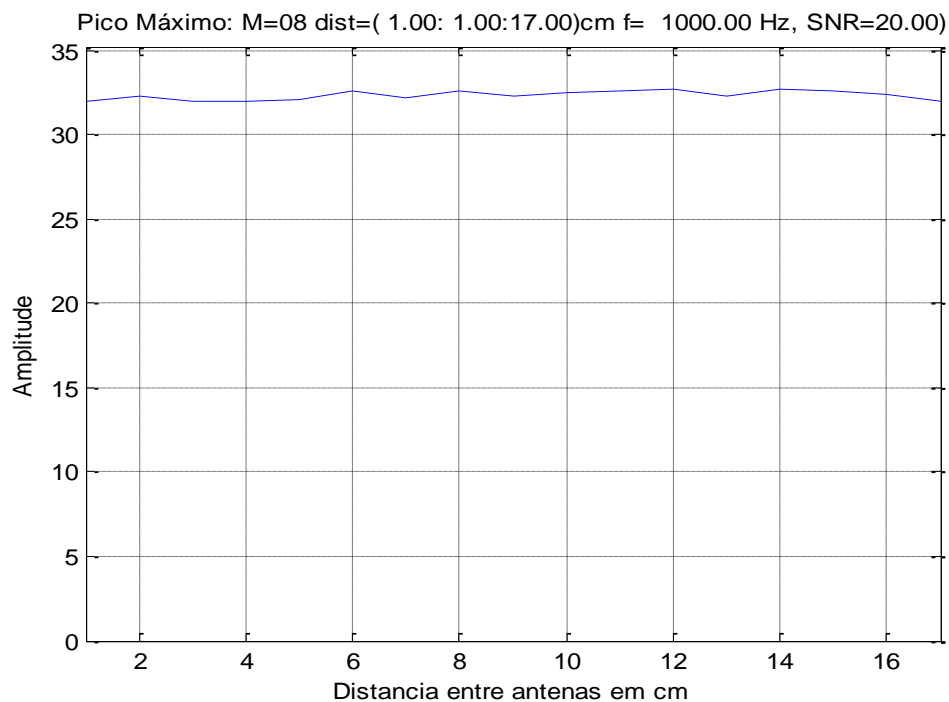


Figura 4.3 Pico máximo de potência obtido para diferentes distâncias entre microfones

4.3 A BANDA DE FREQUÊNCIA LARGA

Uma segunda dificuldade encontrada na estimação da direção de chegada para aplicações em sinais de voz é que a banda de frequência de voz se estende por uma faixa muito larga no espectro de frequência. Nesta versão do projeto, foi implementada uma placa – chamada principal – responsável pela filtragem analógica do sinal. Esta placa, conforme capítulos anteriores, implementa um filtro passa-faixas de 12^a ordem composto por dois filtros passa-altas de 6^a ordem sintonizados em 154Hz e dois filtros passa-baixas de 6^a ordem

sintonizados em 4100Hz. Estas frequências foram escolhidas de modo que a banda de voz pudesse ser confinada em sua porção de frequência que concentrasse a maior potência de voz. A limitação que ocorre é que mesmo com esse corte em frequência na banda a voz ainda apresenta uma banda muito extensa. Na situação ideal que seria o sinal de banda estreita não se teria distorção em amplitude ou fase. Nesta situação, teríamos:

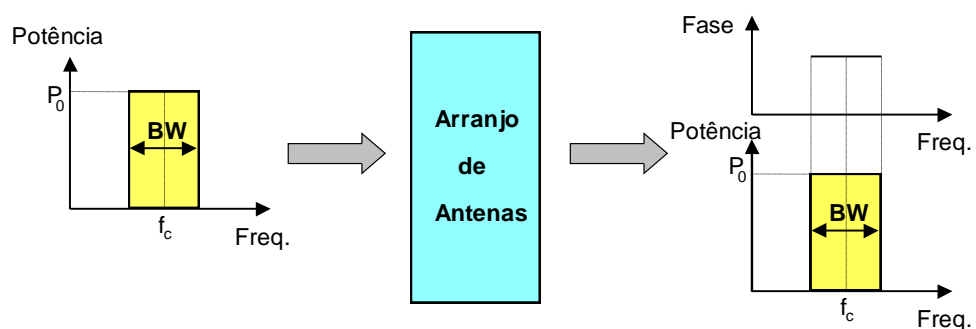


Figura 4.4 Resposta em frequência ideal

Ou seja,

- Banda estreita: $BW \ll f_c$.
- Densidade espectral de potência inalterada
- Deslocamento de fase inalterado

Por outro lado, tem-se na realidade um caso de banda larga onde se constata distorções em amplitude e fase. Nesta situação, têm-se:

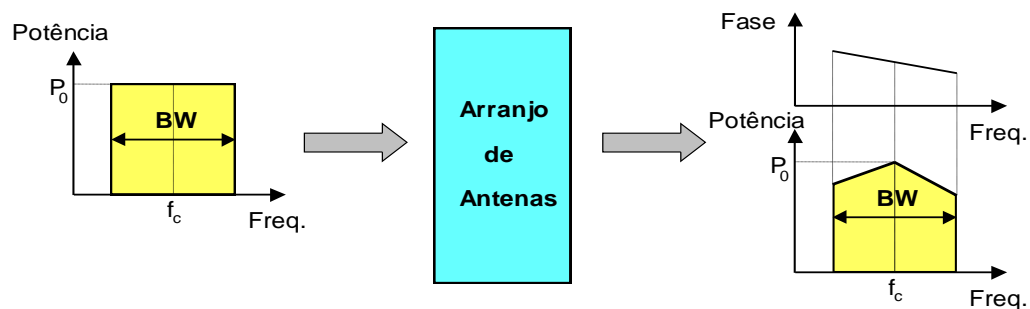


Figura 4.5 Resposta em frequência real

Ou seja, a banda se estende por um trecho muito maior que o desejado e a resposta em fase não é plana (canal elétrico introduz distorção em fase) e nem sequer linear como veremos adiante.

Para ilustrar de que forma isto afeta o resultado dos algoritmos de estimação DOA, vamos efetuar um cálculo que considera qual seria a banda de voz centrada em 1kHz para que um arranjo de oito microfones separados por 1cm de distância tivesse erro máximo de 1° na estimação DOA.

Para $f_c = 1kHz$, $\frac{\lambda}{2} = 17 \text{ cm}$. Com 8 microfones, $L = 7 \times 0,01 \text{ m} = 0,07$.

Tempo para percorrer o arranjo $T_a = \frac{0,07}{340} = 0,205 \text{ ms}$. Para um erro de 1°, ter-se-ia:

$$2\pi[(f_c + BW) - (f_c - BW)].T_a = \frac{\pi}{180}$$

Para uma precisão de 1°, $BW = 6,7 \text{ Hz}$. Para uma precisão de 10°, $BW = 67 \text{ Hz}$. Ou seja, se considerarmos que a frequência central da banda de voz é de 1kHz, para cometer um erro de 1° a banda de voz poderia estender-se de 993,3Hz a 1006,7Hz o que tornaria o som de voz recebido absolutamente ininteligível.

Neste ponto, vislumbramos mais uma séria limitação que nos é imposta pela natureza do problema de estimação de DOA para sinais de voz, que são por natureza, sinais de banda larga. A título de ilustração, mostraremos gráficos do espectro espacial de potência que foram obtidos para um tom senoidal de 1kHz e para um sinal musical, respectivamente:

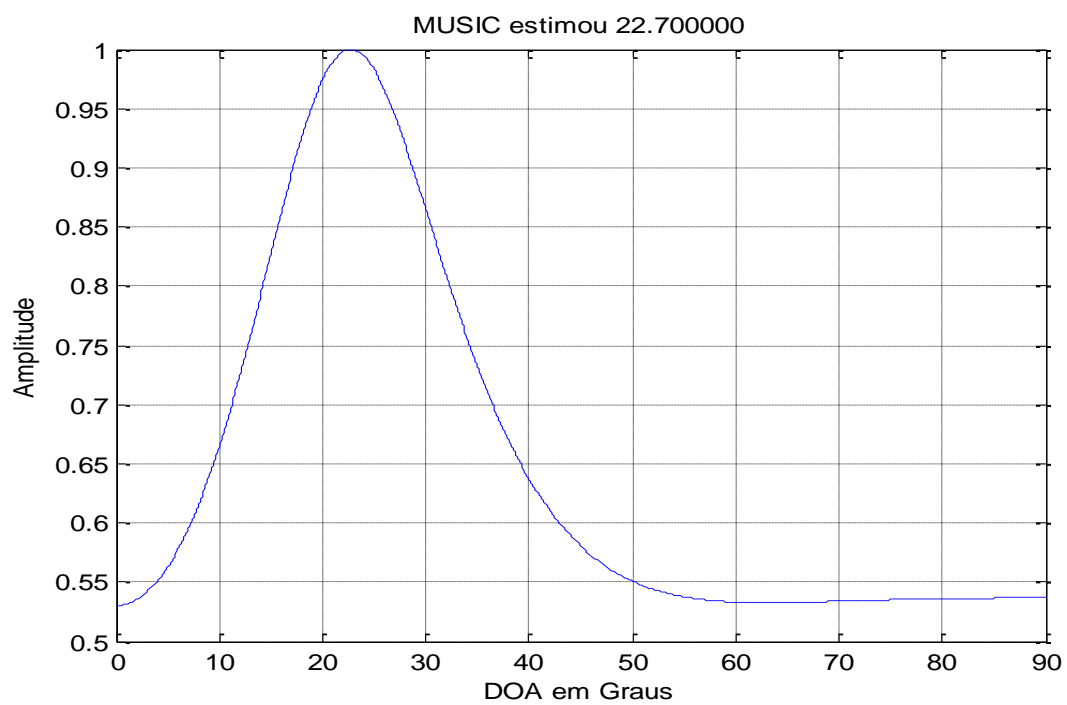


Figura 4.6 Estimador MUSIC – fonte sonora a 20° à direita – Tom de 1kHz

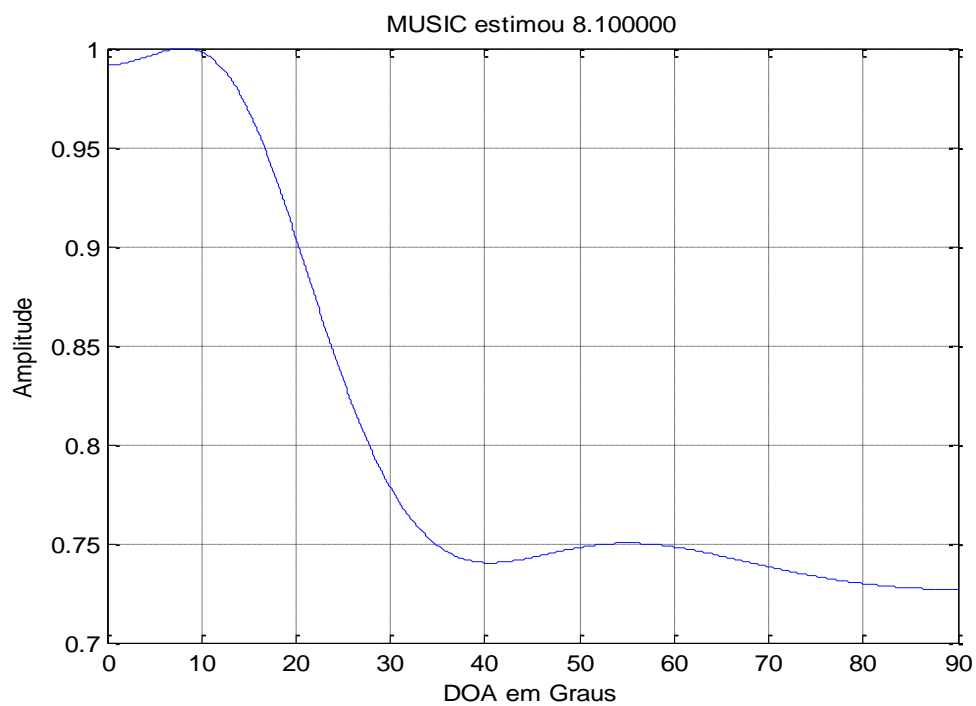


Figura 4.7 Estimador MUSIC – som musical a 20° à direita

O desempenho pobre do estimador MUSIC neste caso, também pode ser explicado em parte pelo sinal musical ser um sinal mais correlatado entre canais do que o sinal tonal. Isto se deve ao fato de que esse estimador está baseado em uma medida de ortogonalidade entre subespaços vetoriais, que no caso do sinal musical é fraca.

Este problema pode ser resolvido, em parte, por meio da utilização de um filtro digital de banda estreita após a digitalização dos sinais antes da execução dos algoritmos de DOA, analógicos de voz. Desta forma, consegue-se estreitar de maneira significativa a banda do sinal de voz sem que, contudo, este perca sua inteligibilidade. Para que a distorção de fase introduzida por este filtro digital seja mínima, foi utilizado um filtro tipo Butterworth – por este ter o menor atraso na banda passante entre os filtros de maior fase plana digital analisados na banda de interesse (entre 800Hz e 2000Hz). A figura 4.8 abaixo que ilustra este fato:

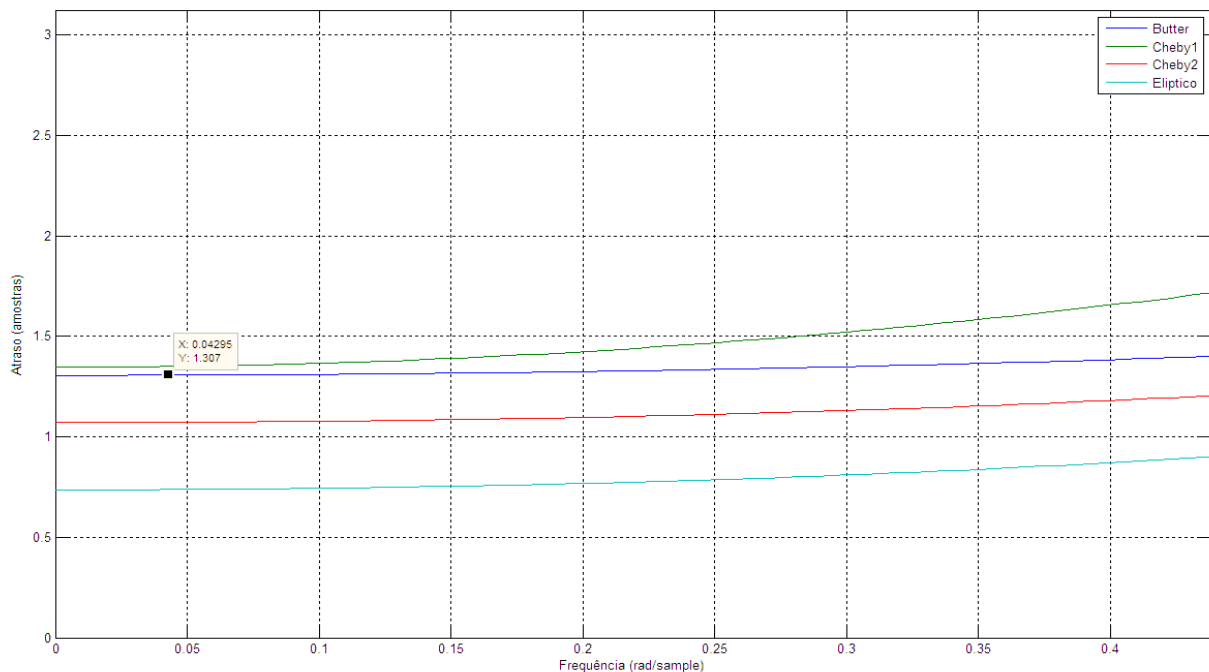


Figura 4.8 Resposta normalizada em fase dos filtros digitais Butterworth, Chebyshev I, Chebyshev II e Elíptico entre 800Hz e 2000Hz.

Houve uma melhora perceptível em certas ocasiões. Para ilustrar este fato vamos mostrar um experimento em ambiente real em que o som emitido era um sinal sonoro musical a 3m do arranjo de sensores, localizado a 20° em relação ao microfone central. Na sequência, são mostrados gráficos de potência para os diversos ângulos entre -90° e $+90^\circ$ para os algoritmos DS, CAPON e MUSIC sem a filtragem digital.

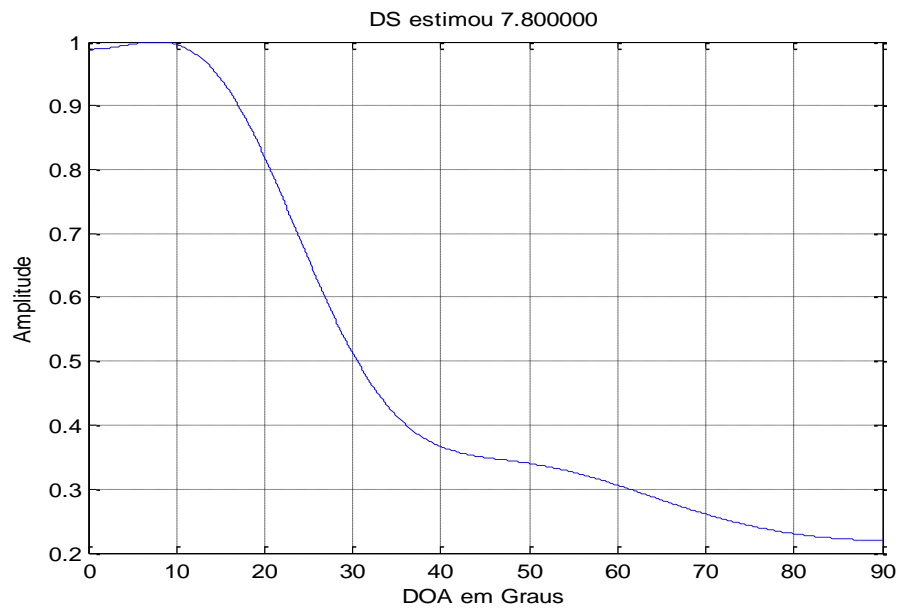


Figura 4.9 Estimador DS – sinal musical a 20° - sem filtragem.

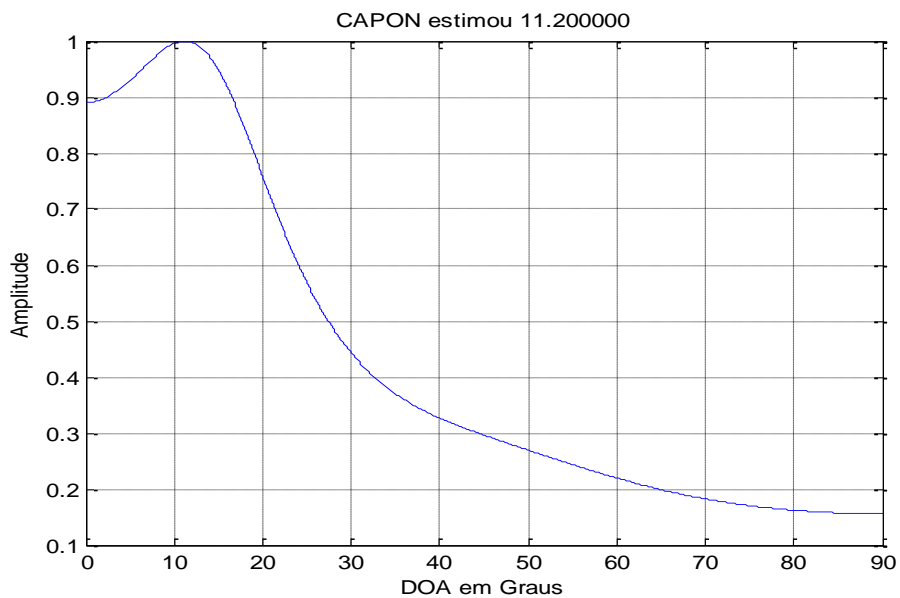


Figura 4.10 Estimador CAPON – sinal musical a 20° - com filtragem.

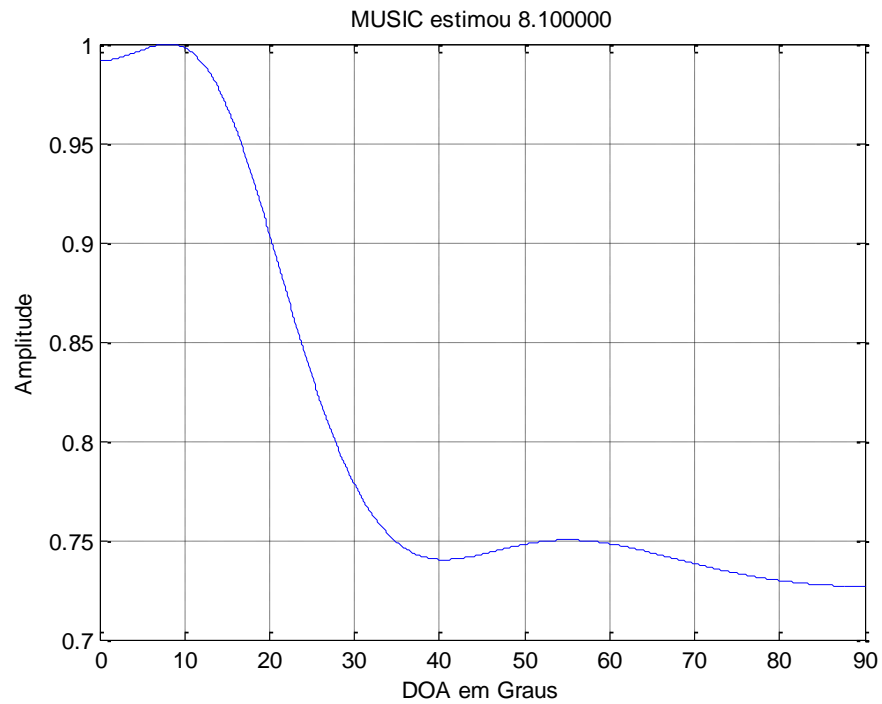


Figura 4.11 Estimador MUSIC – sinal musical a 20° - sem filtragem.

E em seguida, os mesmos algoritmos sobre as mesmas condições com a filtragem digital tipo passa-faixa entre 800Hz e 2000Hz.

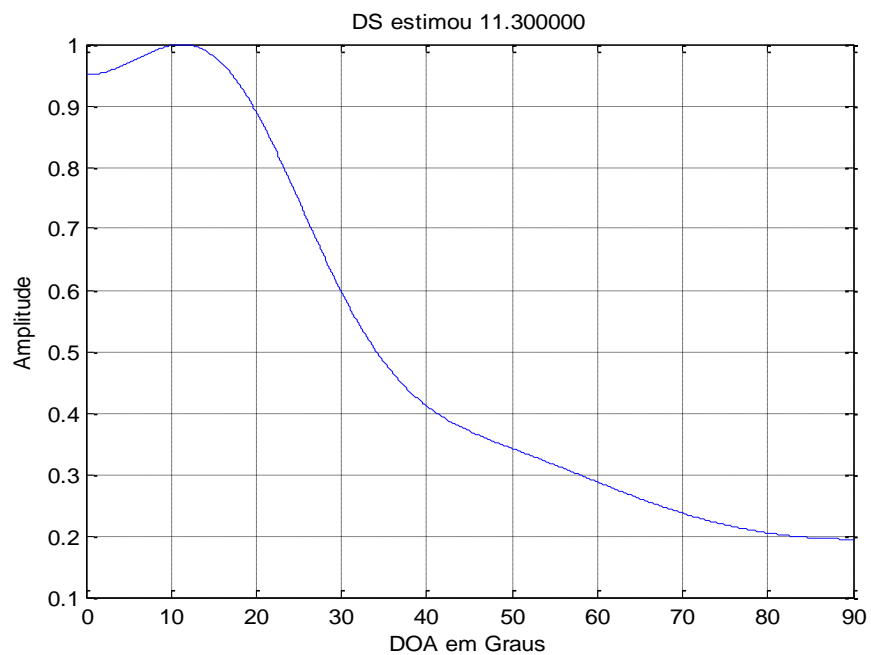


Figura 4.12 Estimador DS – sinal musical a 20° - com filtragem.

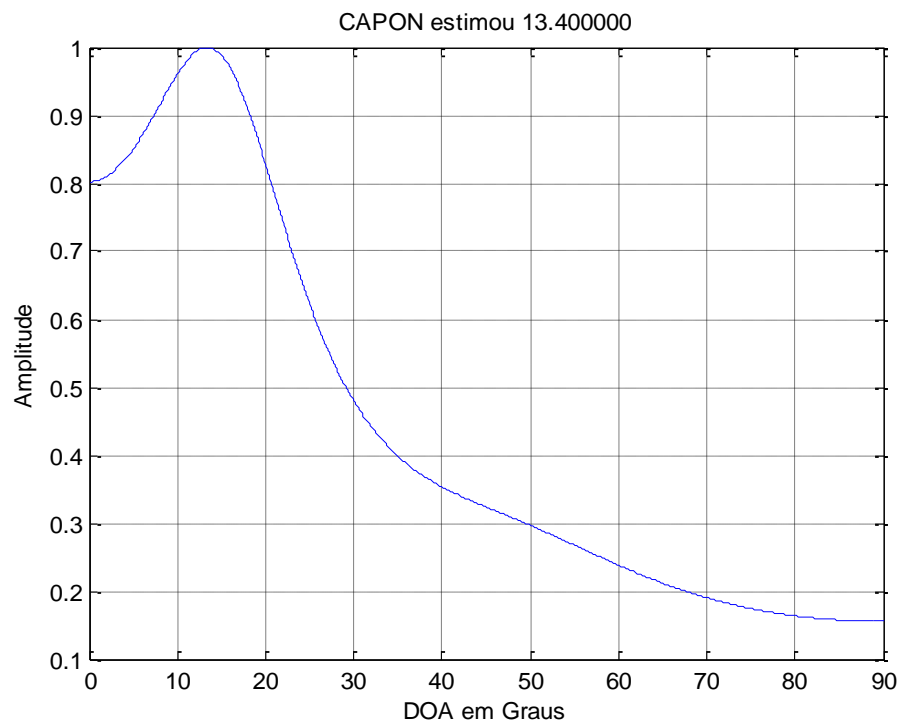


Figura 4.13 Estimador CAPON – sinal musical a 20° - com filtragem.

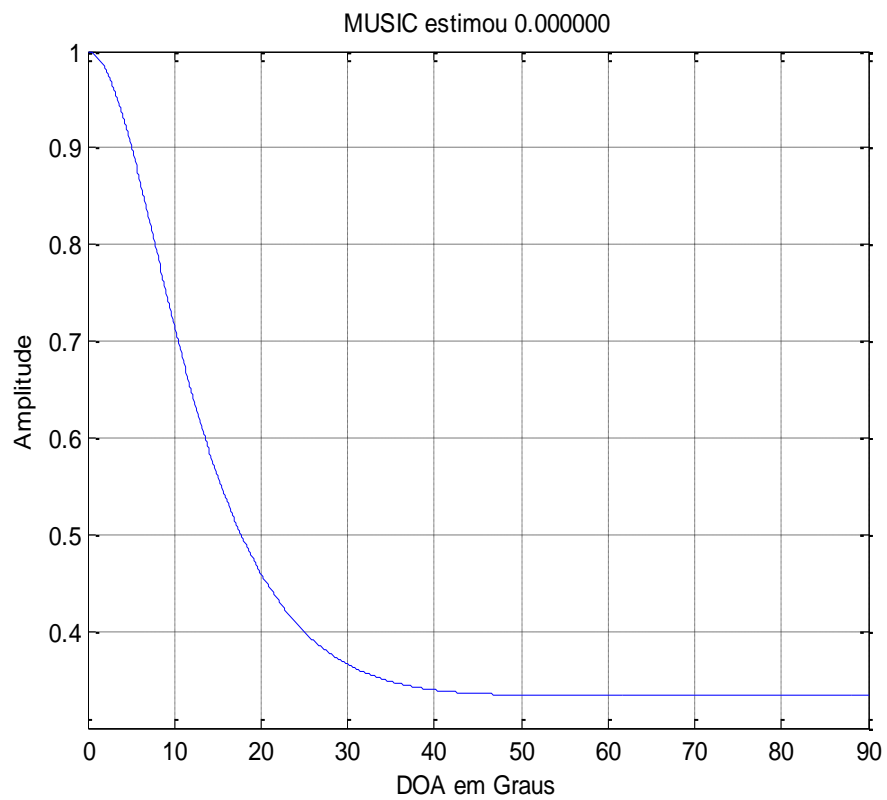


Figura 4.14 Estimador MUSIC – sinal musical a 20° - com filtragem.

Apesar de o estimador MUSIC ter perdido totalmente sua seletividade, notamos que os outros dois tipos de estimadores DS e CAPON aproximaram suas medidas da angulação real da fonte sonora, o que indica que houve melhora pelo uso da filtragem digital que, por sua vez, proporciona uma banda passante menor entre 800Hz e 2000Hz. Há ainda uma ressalva a se fazer em relação ao uso de filtros digitais para supressão de banda passante. Os filtros digitais implementados também não possuem resposta de fase plana e esta resposta de fase deve ser considerada. Para ilustrar este problema, considere a resposta de fase denotada por amostras de atraso vs frequência para o filtro digital utilizado no exemplo anterior, tipo Butterworth 2ª ordem:

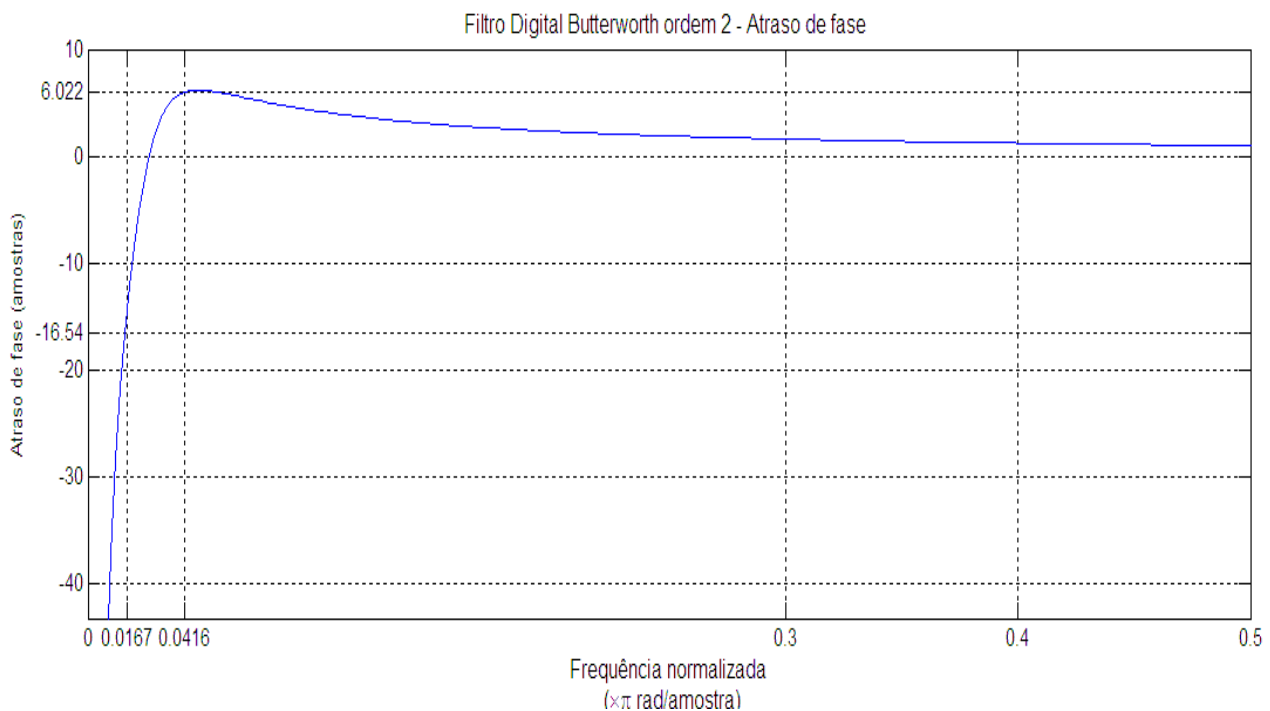


Figura 4.15 Resposta de fase para o filtro Butterworth 2ª ordem

Utilizando-se 96kHz de amostragem, para um filtro digital passa-faixas entre 800Hz e 2000Hz, têm-se no gráfico as frequências normalizadas correspondentes, ou seja: 0,0167 e 0,0416. Note que para esta faixa de frequências o filtro responde com um atraso de fase não-plano, quase logarítmico. Ainda mais, enquanto para a frequência de 800Hz o filtro atrasa

aproximadamente 17 amostras, para a frequência de 2000Hz este adianta o sinal em aproximadamente 6 amostras. Isto significa que a hipótese de resposta de fase plana que fizemos para o filtro digital não é válida para este caso e deve ser considerada como um dos principais fatores que afetam o resultado final da DOA.

4.4 A RESPOSTA DE FASE DOS FILTROS ANALÓGICOS

Neste tópico discutiremos mais detalhadamente a resposta de fase do sistema como um todo do projeto PAI. Sabemos que a informação mais importante para a estimação da direção de chegada é a diferença de fase entre os canais que está diretamente relacionada ao cálculo da correlação entre canais que gera os gráficos de potência angular e finalmente a estimação de direção de chegada.

Para conhecermos em maiores detalhes a resposta de fase do sistema do projeto PAI fomos ao laboratório SG11 da Faculdade de Tecnologia a fim de obter a resposta em fase real que o canal elétrico impõe aos sinais de voz adquiridos pelos microfones. Abaixo apresentamos novamente o gráfico de atraso de fase denotado em amostras de atraso VS frequência para diversas frequências.

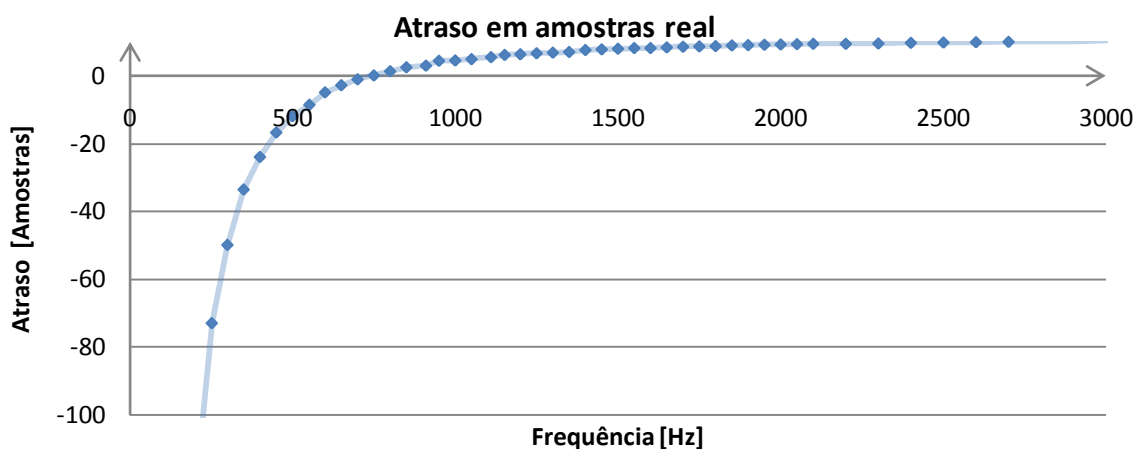


Figura 4.16 Resposta de fase para a placa principal PAI medida em laboratório

Note que o gráfico é aparentemente plano para uma faixa de frequências razoável e por isso filtros do tipo Bessel são utilizados em várias aplicações em que a informação de fase é essencial para o resultado final do projeto, como em projetos de comunicação por voz. Em seguida, vamos ampliar o gráfico na faixa de interesse para a aplicação de voz humana, que pode ser aproximada entre 800Hz e 2000Hz.

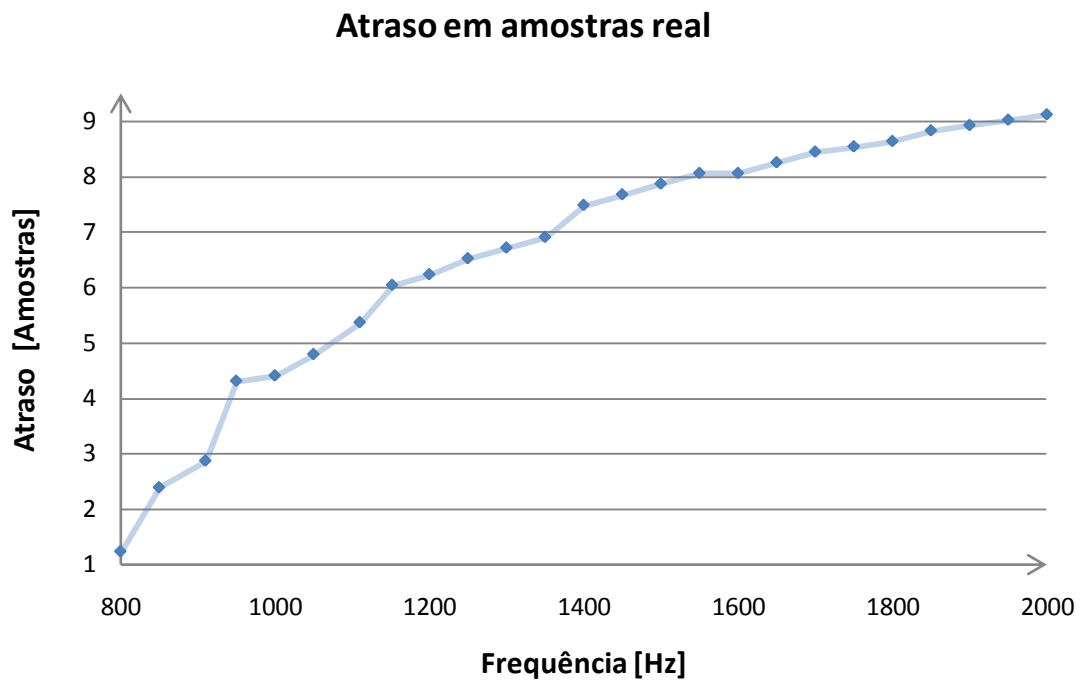


Figura 4.17 Resposta de fase da placa principal PAI entre 800Hz e 2000Hz

Note como que, na verdade, a distorção em fase é bastante significativa na banda de interesse. Basta observar que para 800Hz temos aproximadamente 1 amostra de atraso, para 1500Hz esse valor já é de 8 amostras e para 2000Hz o valor já passa para 9 amostras. Isto significa que a hipótese de resposta plana de fase não é válida para a aplicação em baixas frequências para esta variedade de filtro. Sabendo que a maior parte da potência do sinal de voz humano se concentra em torno da região de $f = 1Khz$, podemos ver claramente que a distorção de fase introduzida pelo conjunto de filtros de Bessel de 12^a ordem é inaceitável.

Vamos agora propor um estudo quantitativo para avaliar o impacto da distorção de fase introduzida no canal elétrico pela filtragem analógica. Considerando que cada microfone do conjunto está espaçado de um vizinho por 5 cm e que a velocidade c da onda sonora no meio aéreo é de $340 \frac{m}{s}$, teremos um tempo para percorrer a distância entre um microfone e outro dado por $t = \frac{d \cdot \sin \theta}{c}$, θ o ângulo de direção de chegada medido a partir do eixo perpendicular ao conjunto de microfones. Para o maior atraso entre um elemento e outro do arranjo de microfones temos $\theta = \pm 90^\circ$, o que significa que, o sinal recebido e digitalizado a 96kHz por um microfone estará atrasado – ou adiantado, conforme orientação espacial da fonte emissora e o microfone tomado como referência – de um microfone vizinho por uma diferença de aproximadamente 14 amostras. No pior caso para o atraso, ou seja, $\theta = 0^\circ$, não temos – idealmente – diferença de fase entre os canais. Percebemos então que a defasagem em amostras de um canal para o outro pode assumir para uma distância $d=5$ cm de um microfone e outro o valor mínimo de 0 amostras e o valor máximo de 14 amostras.

Retornando ao gráfico, percebemos que, para a banda de interesse, a defasagem em amostras introduzida pela filtragem analógica introduz desde aproximadamente 1 amostra para 800Hz até aproximadamente 9 amostras para 2000Hz. Note que se temos somente uma variação possível ideal entre os canais de 0 a 14 amostras, um canal elétrico que defasa, por exemplo, 9 amostras está arruinando completamente a precisão de qualquer que seja o algoritmo utilizado pela DOA. Este fato também serve de explicação para, como veremos adiante, que os tons senoidais tenham performance superior aos sinais de banda larga como os musicais uma vez que tons senoidais tem frequência única no espectro de frequências.

O comportamento de fase dos filtros analógicos ainda tem um outro impacto sobre o resultado final. Dado que a variação em amostras de um microfone para o outro é pequena para ângulos pequenos, isto provoca uma região de baixa sensibilidade dos algoritmos utilizados. Isto se deve ao fato de que à medida que a diferença em amostras de um canal para

o outro diminui – bem como a diferença de fase -, a correlação entre estes canais aumenta, tornando-se cada vez mais difícil distinguir a potência associada a cada ângulo quando estes ângulos são pequenos. Isto acaba por criar uma região frontal na qual os algoritmos ficam cegos e sempre decidem por $\theta = 0^\circ$.

Para exemplificar os fatos acima discutidos, observe a simulação real para uma fonte sonora senoidal de 1kHz colocada a 20° , utilizando o método CAPON, à esquerda do arranjo de microfones:

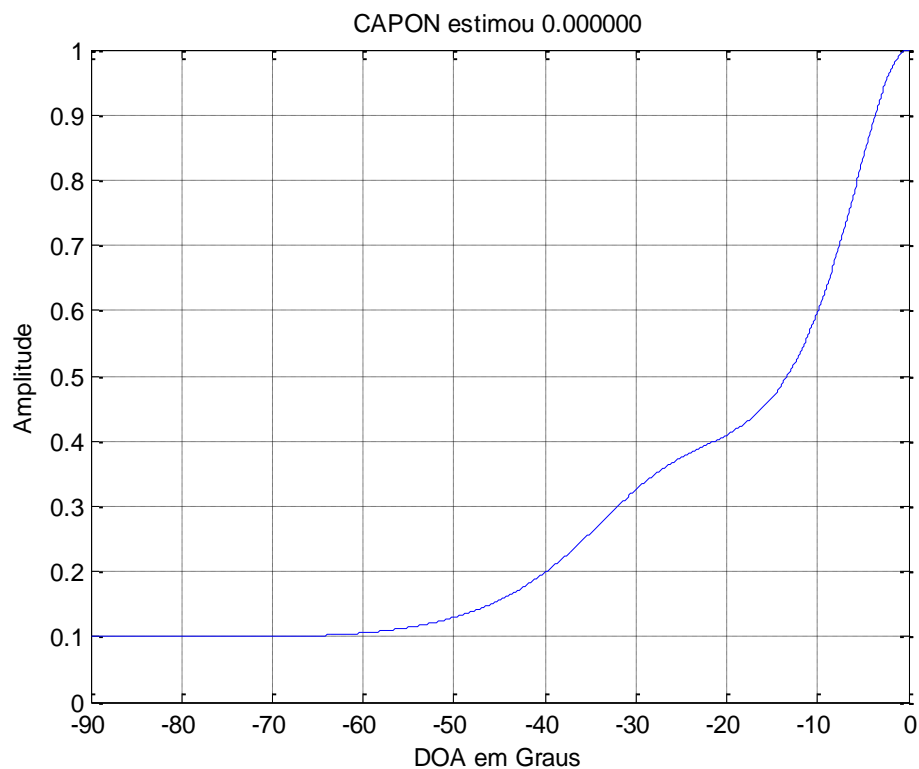


Figura 4.18 Tom a 1kHz 20° a esquerda resposta método CAPON

Note que apesar de haver uma concentração de potência em torno de 20° o algoritmo continua a decidir por 0° pelos motivos já citados.

No tópico subsequente, iremos propor soluções para o problema da defasagem não-plana e não-linear, que a nosso ver, parece ser a limitação de maior significância entre todas as encontradas até então.

4.5 ENSAIOS EXPERIMENTAIS

Cientes das limitações impostas pelo hardware em uso em conjunto com os algoritmos de software de estimação da DOA, pretendemos a seguir mostrar alguns dos inúmeros resultados obtidos nas gravações para estimação da direção de chegada utilizando os algoritmos DS, CAPON e MUSIC. Para traçar uma comparação entre os métodos e também ilustrar vários dos aspectos anteriormente discutidos, plotaremos gráficos que apresentam as respostas para estimação da direção de chegada dos três algoritmos em conjunto, o que nos permite uma interessante visualização das respostas dos algoritmos para diferentes situações reais.

Ensaio I – Tom de 1kHz a 30° direita

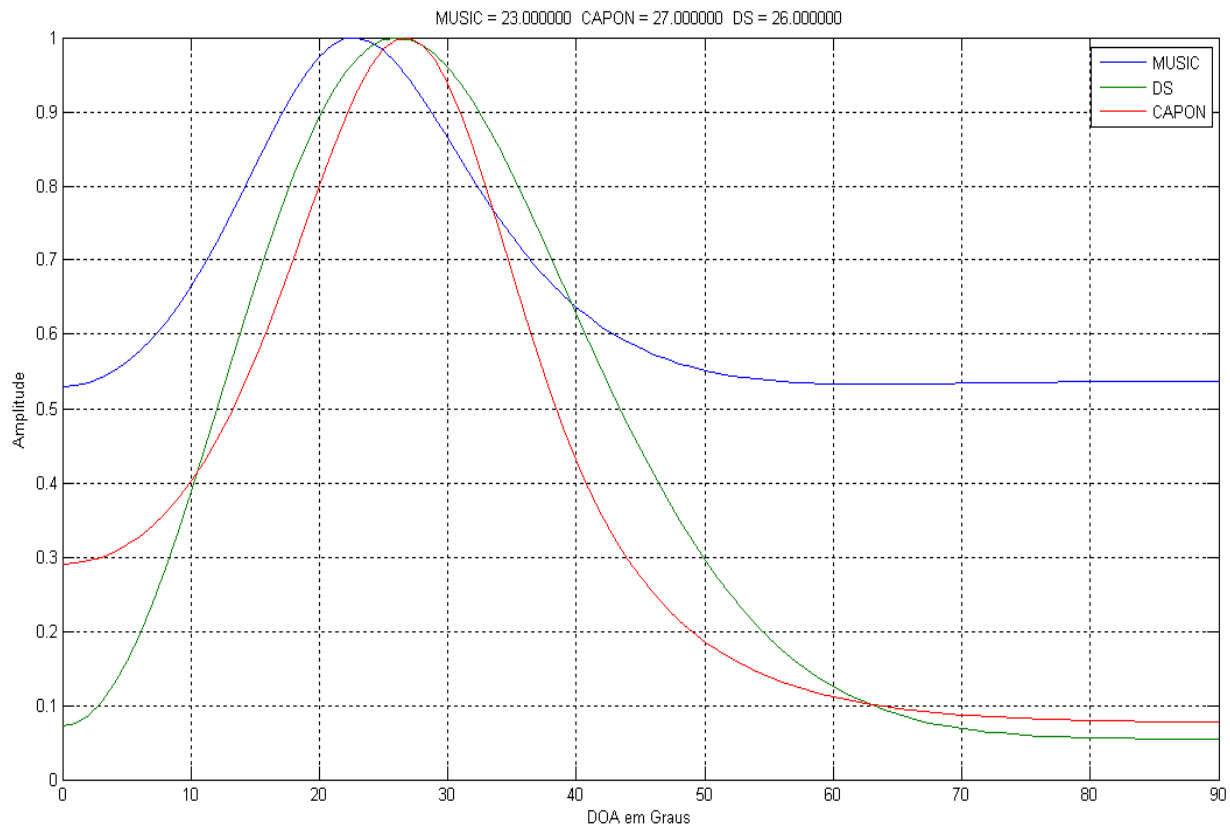


Figura 4.19 Tom a 1kHz a 30° direita

Ensaio II – som musical, 35° à esquerda

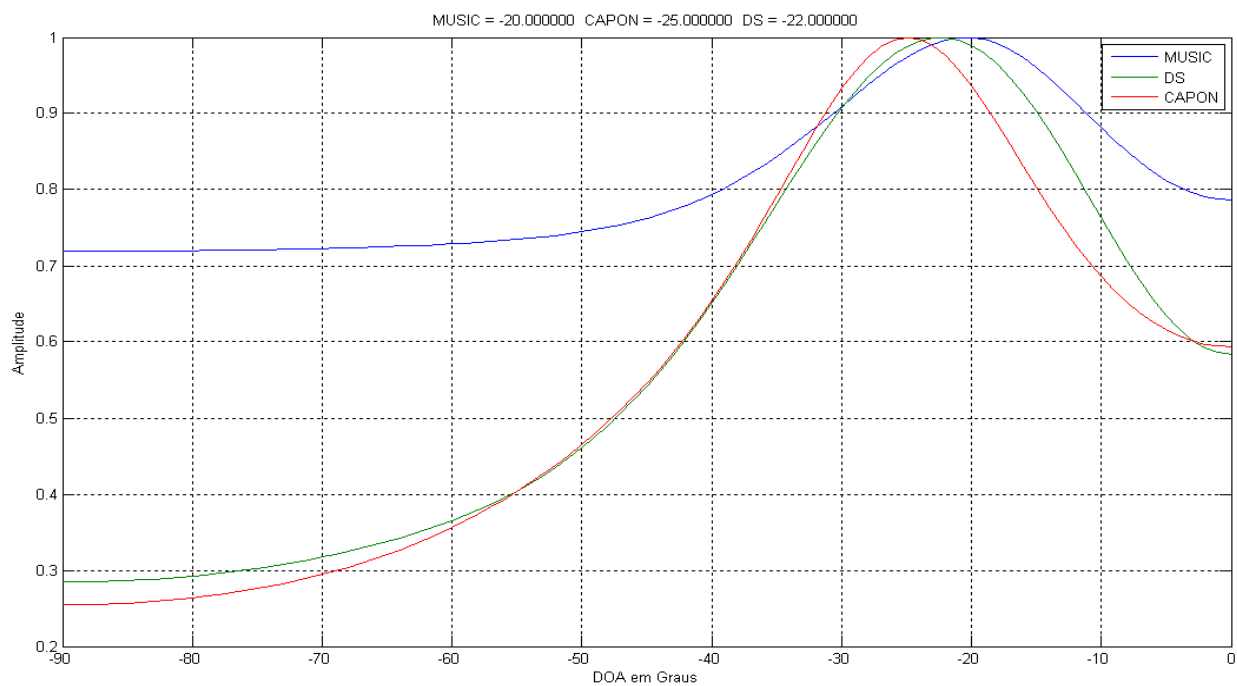


Figura 4.20 Música a 35° esquerda

Ensaio III – Música a 40° à esquerda

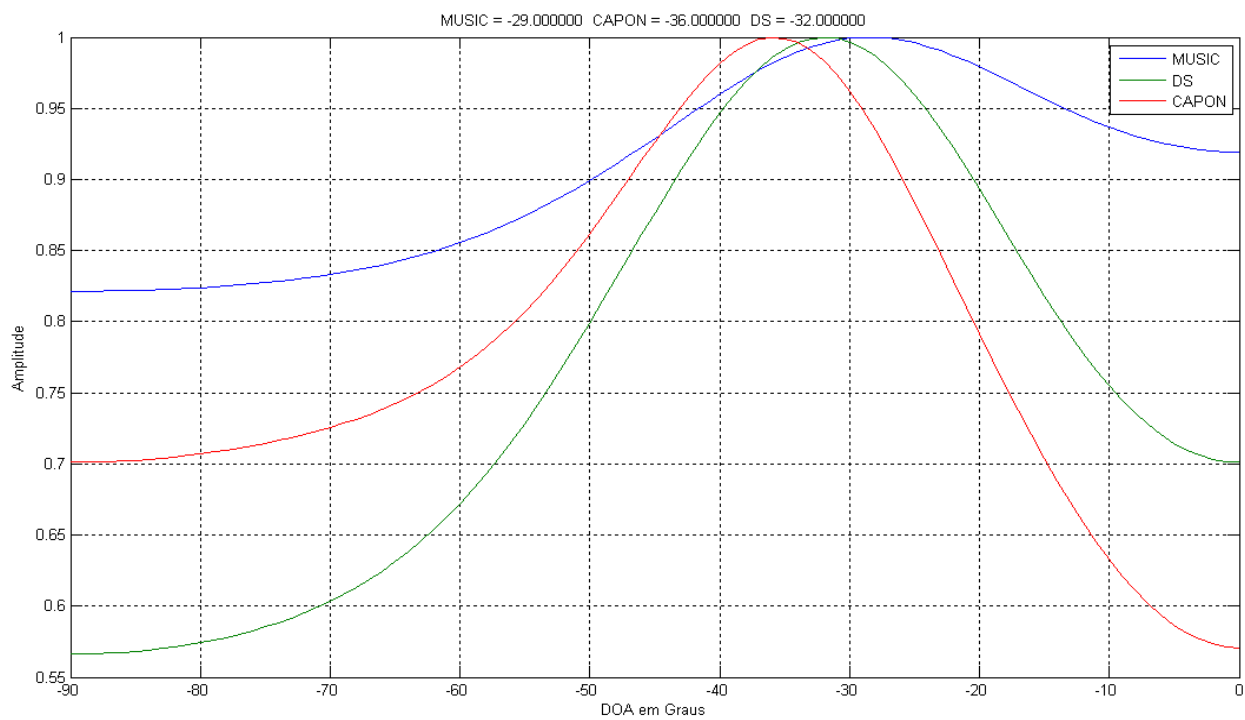


Figura 4.21 Música a 40° à esquerda

Ensaio IV - Tom a 40° à esquerda

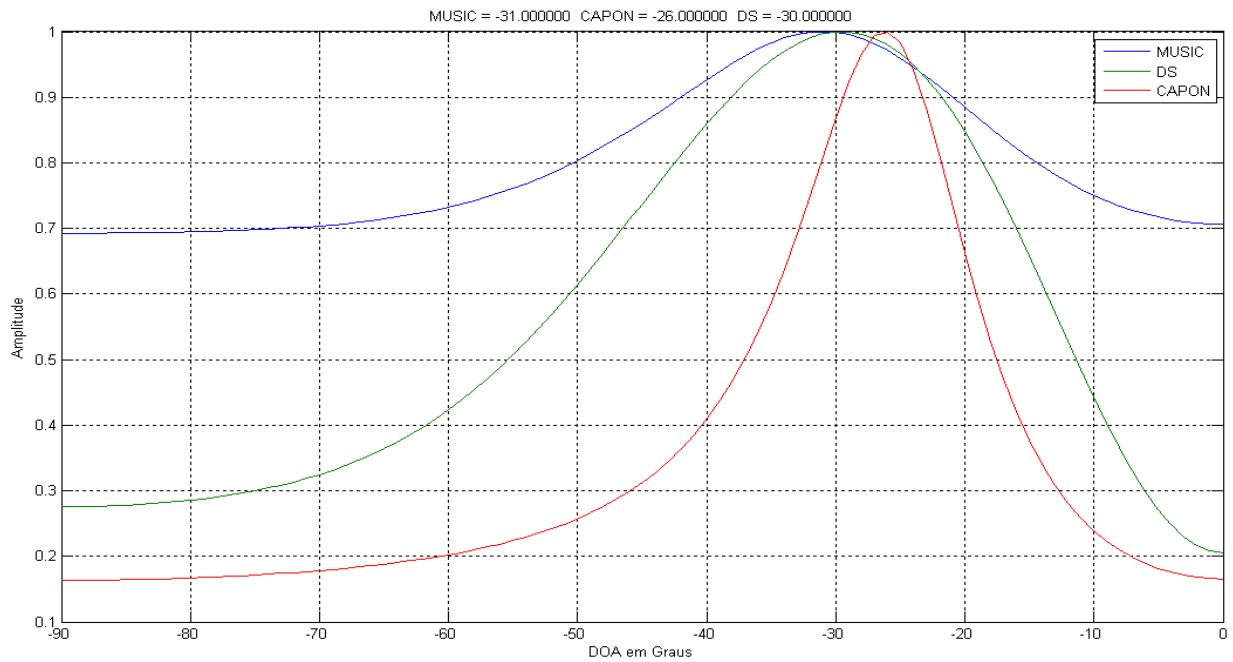


Figura 4.22 Tom a 40° à esquerda

Ensaio V – Musica 25° à esquerda

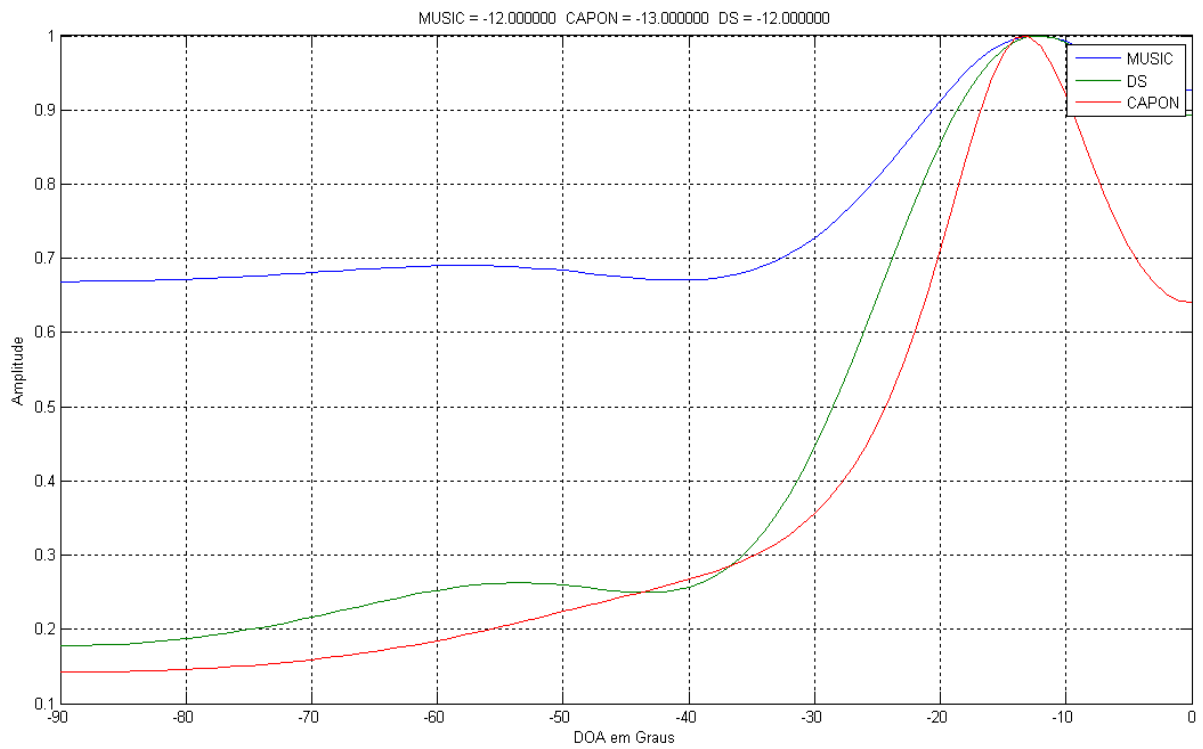


Figura 4.23 Musica 25° à esquerda

Ensaio VI – Música 50° à direita com filtro digital

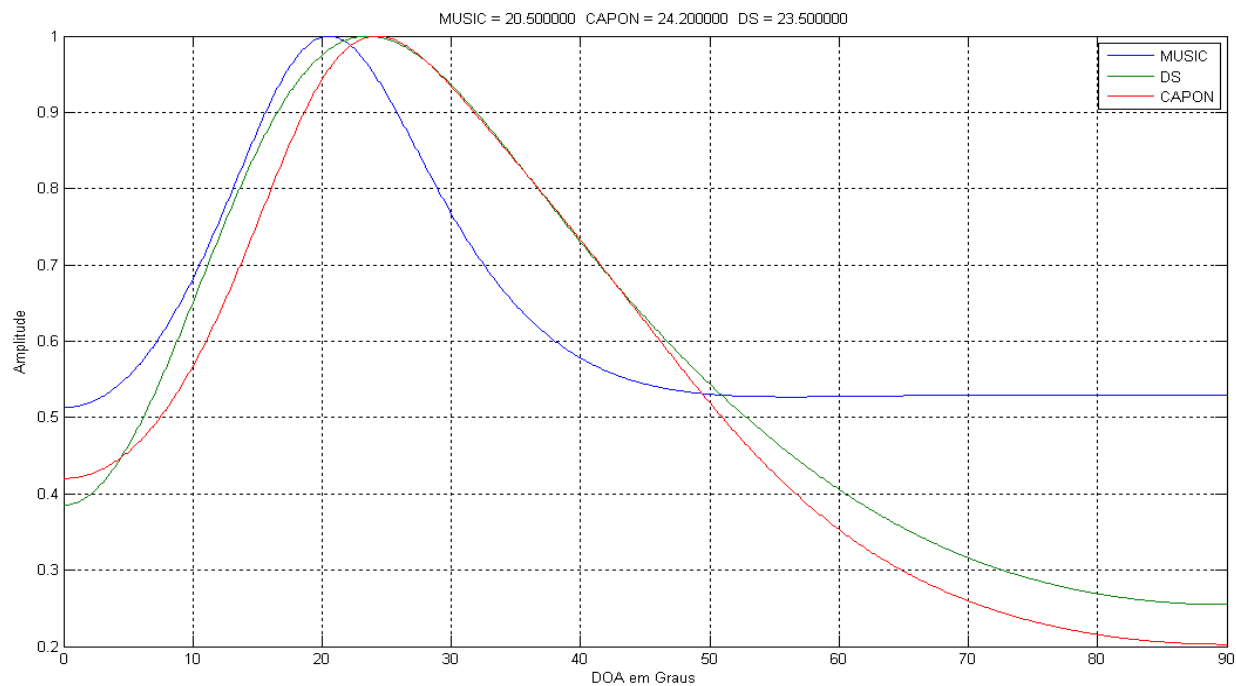


Figura 4.24 Música 50° à direita com filtro digital

Ensaio VII – Musica 30° à esquerda com filtro digital

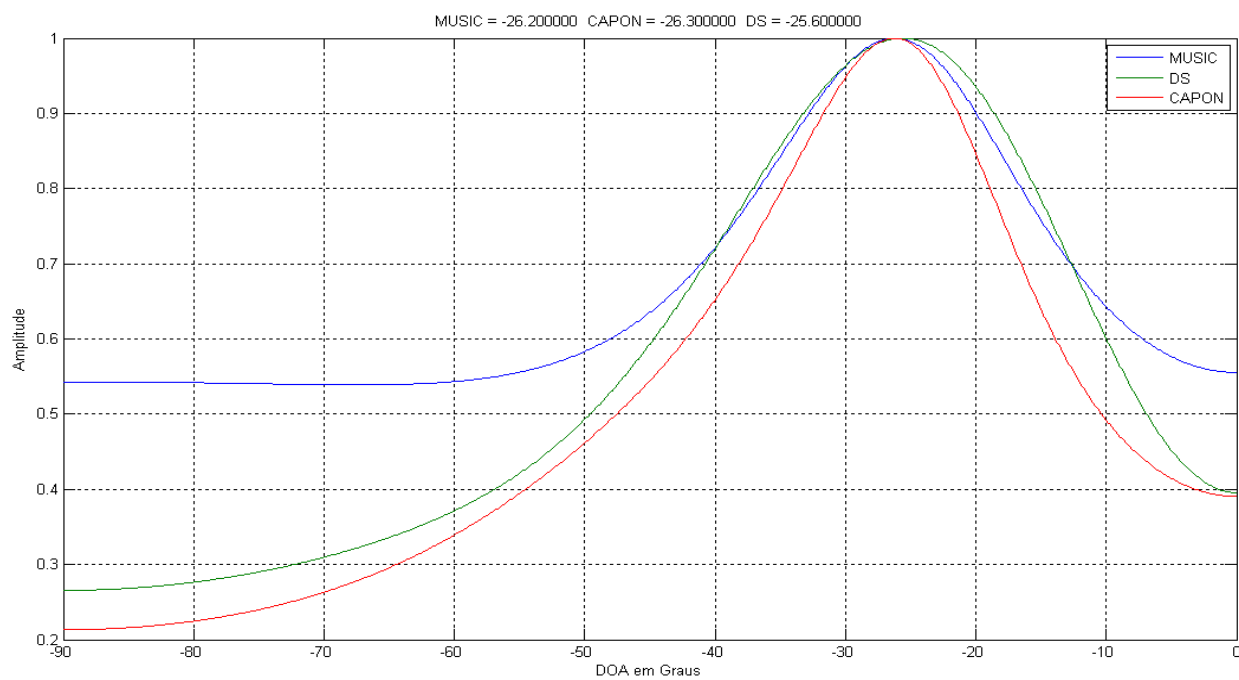


Figura 4.25 Musica 30° à esquerda com filtro digital

Ensaio VIII – Música a 0°

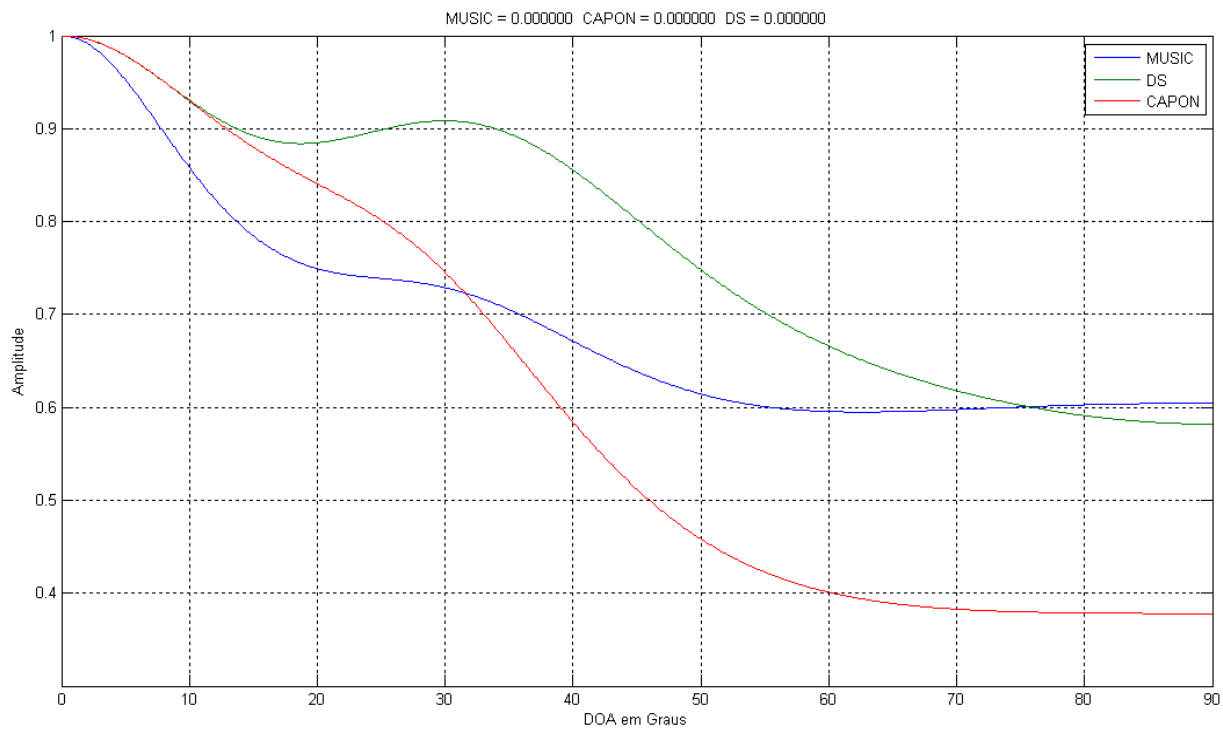


Figura 4.26 Musica a 0°

5. CONCLUSÕES E CONSIDERAÇÕES FINAIS

O projeto PAI – Prótese Auditiva Inteligente – se propõe a criar uma prótese auditiva com seletividade espacial no sentido de aprimorar as técnicas utilizadas para as próteses auditivas atuais e também explorar, de maneira indireta, o potencial que os métodos de estimação de direção de chegada têm em aplicações diversas. Podemos encontrar entre estas aplicações as aplicações de modulação espacial CDMA, localização de alvos móveis, construção de radares não-giratórios, entre outros.

Nesta versão, o foco principal esteve na adoção de uma alternativa para digitalização dos 8 canais de voz adquiridos e filtrados de forma eficiente e, principalmente, sobre a validação dos algoritmos DS, CAPON e MUSIC para o problema da estimação da direção de

chegada. Neste sentido, investigamos sobre que condições os algoritmos têm desempenho satisfatório e quais as principais dificuldades que surgem, naturalmente, da utilização de algoritmos que têm como pressupostos restrições severas como resposta em fase plana, a utilização de sinais de entrada tipo banda estreita.

Das dificuldades encontradas, citadas e exploradas nos capítulos anteriores, consideramos o problema da resposta de fase não-plana o mais severo. O fato de que a resposta de fase do hardware utilizado para a faixa de frequências de interesse não é plana comprometeu um pressuposto fundamental para o funcionamento correto dos algoritmos os quais se baseiam, principalmente, na hipótese de que a distorção de fase introduzida pelo sistema de aquisição é desprezível, ou pelo menos, linear. No entanto, isto não impediu que fossem validadas as circunstâncias sob as quais os algoritmos têm desempenho satisfatório.

Consideramos que no estágio atual do desenvolvimento do projeto PAI os maiores esforços devem se concentrar em encontrar as condições de operação ótima, encontrar as limitações do hardware de forma que possamos analisá-las qualitativamente e quantitativamente e foi nesta linha que esta versão do projeto foi desenvolvida. O conhecimento destas limitações e dos fatores externos controláveis e não-controláveis e seu impacto sobre o desempenho do sistema como um todo é pressuposto de fundamental importância para que se possa dar continuidade ao desenvolvimento do objetivo final do projeto com DSP's e componentes e circuitos miniaturizados.

Consideramos que, apesar da limitação em tempo e em recursos financeiros para o projeto, esta versão do projeto PAI logrou êxito em obter os parâmetros essenciais que permitem caracterizar o sistema PAI como um todo. Além disso, foi possível determinar quais aspectos em hardware e em software precisam ser aprimorados para que se tenha uma solução mais sofisticada e com desempenho superior para o problema da estimação da direção de chegada.

5.1 SUGESTÕES PARA O DESENVOLVIMENTO

A seguir, propomos sugestões que, a nosso ver, são apropriadas para solução ou amenização dos problemas encontrados no decorrer do desenvolvimento do projeto.

A resposta de fase não-plana introduzida pelo canal elétrico oferecido pelo sistema PAI pode ser otimizada pela utilização de um filtro digital de resposta de fase arbitrária inversa àquela obtida em laboratório nas medições realizadas. Isto significa que podemos, em tese, construir um filtro digital de fase arbitrária de modo a compensar a distorção de fase introduzida pela filtragem analógica e pelos circuitos pré-amplificadores dos microfones de forma a proporcionar como parâmetro de entrada para os algoritmos de estimação DOA seqüências digitalizadas de voz com fase perfeitamente plana.

Um segundo aspecto a se considerar é o fato de que os sinais de voz são tipo banda larga. Neste sentido, a solução sugerida para desenvolvimento futuro é que se utilize um filtro digital de banda estreita, digamos de 900Hz a 1100Hz para que encontremos uma faixa de fase quase plana para que se possa estimar a direção de chegada. Separa-se então o sinal de entrada dos microfones em duas versões distintas com tratamentos distintos. Uma versão filtrada digitalmente por um filtro passa-faixas de banda muito estreita que será utilizada como argumento de entrada nas funções de estimação da DOA. E finalmente uma segunda versão banda larga que será reproduzida ao deficiente auditivo após o tratamento matemático que faz com que as antenas “apontem” para uma determinada direção no espaço que foi previamente calculada com o uso da primeira versão.

O terceiro aspecto a se considerar é a taxa de amostragem. Relembrando os cálculos anteriores, vimos que para uma distância de 5 cm e 96kHz de amostragem havia uma diferença em amostras entre canais adjacentes de no mínimo 0 amostras (DOA em 0°) e no máximo 14 amostras (DOA em $\pm 90^\circ$). Para ângulos em torno de 0° há uma diferença muito

pequena de amostras entre um canal adjacente e outro – duas, uma ou menos amostras – ou até mesmo nenhuma amostra de diferença já que não existem índices de matrizes não inteiros. resultado dessa deficiência é que os algoritmos têm pouca capacidade de resolução para ângulos pequenos próximos de zero. Uma solução para este problema é um aumento substancial na taxa de amostragem. A título de ilustração para uma taxa de amostragem de 2Mhz por canal e distância entre microfones de 5 cm teríamos um intervalo de diferença possível entre canais adjacentes entre 0 amostras e 294 amostras. Para 10Mhz de amostragem, como é o caso do conversor Texas Instruments ADS1610, utilizando-se multiplexação seqüencial para a digitalização dos 8 canais e 16 bits de precisão teríamos um intervalo entre 0 amostra e 184 amostras. Percebe-se então que muito pode ser melhorado para que tenhamos uma resolução superior na faixa de ângulos próximos de zero. Atente-se, no entanto, para o fato de que um aumento tão significativo na taxa de amostragem faz com que o requisito de fase plana para o filtro digital seja ainda mais severo (vide gráfico 4.14).

O último aspecto que gostaríamos de considerar é o hardware sobre o qual os algoritmos são processados. Nesta versão do PAI os algoritmos estão sendo executados pelo MatLab que é uma linguagem tipo interpretada que roda sobre plataforma Java e possui performance limitada. Para o desenvolvimento futuro do projeto, sugerimos a utilização de DSP's para o processamento destes algoritmos. A arquitetura DSP foi desenvolvida com vistas ao processamento de sinais digitais e tem desempenho em operações de multiplicação de matrizes – operação predominante nos cálculos de estimação DOA – drasticamente superior a plataforma de execução atual utilizada ou praticamente qualquer outra plataforma PC. Deixamos como sugestão a adoção do DSP Texas Instruments TMS320C6727B-350 como plataforma de execução, este processador tem *clock* de 350Mhz capaz de executar 700 MMACS (*peak*), custo de aproximadamente US\$ 35,00 e também é compatível com protocolo

SPI para compatibilização com o ADC1610 e nos parece uma solução adequada para o contexto do projeto PAI.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] MUNHOZ, R. A.; TORRES, A. M. V. L. *Vez da Voz – Audição e surdez: O que é a perda auditiva e como tratá-la*. [S.l.]: Serviço de Indicação e Adaptação de Próteses Auditivas do Núcleo de Audiologia e Próteses Auditivas Campinas Ltda – Unitron, 2003.
- [2] [S.l.], 1980. Disponível online <http://www.rnid.org.uk/>.
- [3] [S.l.], 2000. Disponível online <http://www.ibge.gov.br/>.
- [4] ALMEIDA, K.; IÖRIO, M. *Próteses Auditivas - Fundamentos teóricos e Aplicações clínicas*. [S.l.]: Ed. Lovise, São Paulo, 1996.
- [5] AÇÕES integradas sobre o sentido da audição. [S.l.], 1994. Disponível online <http://telecom.inescn.pt/research/audio/cienciaviva>.
- [6] CAPON, J. High resolution frequency-wavenumber spectral analysis. *Proc of IEEE*, Vol. 57, No. 8, pag. 1408-1418, 1969.
- [7] GODARA, L. C. Application of antenna arrays to mobile communications, part ii: Beamforming and direction-of-arrival considerations. *Proc. of IEEE*, Vol. 85, No. 8, Agosto, pp. 1195-1245, 1997.
- [8] ZELENOVSKY, R. *Emprego de arranjo de antenas na recuperação de dados digitais em ambiente CDMA*. Tese (Doutorado) —Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2001.
- [9] JIAN, M.; KOT, A. C.; ER, M. H. Doa estimation of speech source with microphone arrays. In: *IEEE*. [S.l.: s.n.], 1998. p. v293–v296.
- [10] YU, Z.; RAHARDJA, S. Doa estimation using two closely spaced microphones. In: *IEEE*. [S.l.: s.n.], 1997. p. II 193–II 196.
- [11] COSTA, J. P. C. L. da. *Desenvolvimento de Modelos, Técnicas e Aplicações para Arranjos de Sensores*. Faculdade de Tecnologia, Departamento de Engenharia Elétrica.: [s.n.], 2006.
- [12] LIMA, A. G. M.; MENEZES, L. R. A. X. de; ZELENOVSKY, R. Dfoa – a new application of smart antennas in software defined radios. In: *International Microwave and Optoelectronics Conference - IEEE*. [S.l.: s.n.], 2005.

[13] MATLAB Version 7.5.0.342 (R2007b)

[14] DA COSTA, A. R. ALCÂNTARA; GARCIA, F.A DA COSTA . *Desenvolvimento do Hardware para obtenção de DOA por meio de um arranjo de sensores: aplicação em prótese auditiva*. 88 p. Monografia (Projeto Final de Graduação em Engenharia Elétrica) — Faculdade de Tecnologia, Universidade de Brasília, Brasília, Dezembro 2006.

ANEXOS

I. Lista de Materias e Diagramas Esquemáticos

I.1 Lista de Materiais

Tabela I.1 Lista de Materiais para a placa principal PAI

Item	Quantidade	Referência	Valor
Capacitor Cerâmico	26	C1,C11,C22,C24,C25,C28,	100nF
		C29,C30,C31,C43,C44,C65,	
		C66,C74,C75,C76,C77,C116,	
		C117,C118,C119,C120,C121,	
		C160,C161,C162	
Capacitor Eletrolítico	2	C2,C3	1000uF/16V
Capacitor Eletrolítico	7	C4,C21,C46,C73,C78,C122,	10uF/16V
		C159	
Capacitor Cerâmico	16	C5,C12,C37,C59,C79,C85,	6,94nF
		C91,C97,C103,C109,C123,	
		C129,C135,C141,C147,C153	
Capacitor Cerâmico	16	C6,C13,C38,C60,C80,C86,	10nF
		C92,C98,C104,C110,C124,	
		C130,C136,C142,C148,C154	
Capacitor Cerâmico	16	C7,C14,C39,C61,C81,C87,	1,783nF
		C93,C99,C105,C111,C125,	
		C131,C137,C143,C149,C155	
Capacitor Eletrolítico	48	C8,C9,C10,C15,C16,C17,	0,1uF
		C40,C41,C42,C62,C63,C64,	
		C82,C83,C84,C88,C89,C90,	
		C94,C95,C96,C100,C101,	
		C102,C106,C107,C108,C112,	
		C113,C114,C126,C127,C128,	
		C132,C133,C134,C138,C139,	
		C140,C144,C145,C146,C150,	
		C151,C152,C156,C157,C158	
Capacitor Eletrolítico	17	C18,C32,C33,C34,C35,C47,	10 uF/16V
		C48,C50,C51,C53,C54,C55,	
		C56,C68,C69,C70,C71	
Capacitor Eletrolítico	3	C19,C20,C27	1uF/16V
Capacitor Eletrolítico	2	C23,C26	470uF/16V
Capacitor Cerâmico	8	C36,C45,C49,C52,C57,C58,	1nF
		C67,C72	
Capacitor Eletrolítico	1	C115	10uF

Diodo	10	D3,D4,D5,D6,D7,D8,D9,D10,	1N4007
		D12,D13	
Diodo Zenner	1	D11	BZX2V4
Linha +5V	4	TP1,IR1,TP7,TP8	+5V
Linha -5V	4	IR2,TP4,TP10,TP11	-5V
Terra	8	TP2,TP3,IR3,IR4,TP5,TP6,	GND
		TP9,TP12	
Jumpers	8	JP1,JP4,JP8,JP12,JP15,	JUMPER
		JP22,JP29,JP36	
Conector de 3 pinos	33	JP2,JP3,JP5,JP6,JP7,JP9,	JP3P
		JP10,JP13,JP14,JP16,JP17,	
		JP18,JP19,JP20,JP21,JP23,	
		JP24,JP25,JP26,JP27,JP28,	
		JP30,JP31,JP32,JP33,JP34,	
		JP35,JP37,JP38,JP39,JP40,	
		JP41,JP42	
Conector de 44 pinos	1	JP11	HEADER 22X2
Conector 3 pinos	1	J1	CON3
DIP 16	1	J2	DIP16
Conector 8 pinos	3	J3,J13,J14	CON8
Jack P2	2	J4,TP28	MIC0
Jack alimentação	2	J5,J6	Jack J4
Jack P2	2	J7,TP31	MIC1
Jack P2	2	J8,TP34	MIC2
Jack P2	2	J9,TP37	MIC3
Jack P2	2	J10,TP41	MIC4
Jack P2	2	J11,TP43	MIC5
Jack P2	2	J12,TP45	MIC6
Jack P2	2	J15,TP47	MIC7
Resistor	48	R1,R2,R3,R10,R11,R12,R22,	4K53
		R23,R24,R42,R43,R44,R54,	
		R55,R56,R60,R61,R62,R66,	
		R67,R68,R72,R73,R74,R78,	
		R79,R80,R84,R85,R86,R90,	
		R91,R92,R96,R97,R98,R102,	
		R103,R104,R108,R109,R110,	
		R114,R115,R116,R120,R121,	
		R122	
Resistor	16	R4,R13,R25,R45,R57,R63,	16K11
		R69,R75,R81,R87,R93,R99,	

Resistor	16	R105,R111,R117,R123	16K11
Resistor	16	R5,R14,R26,R46,R58,R64,	11K19
		R70,R76,R82,R88,R94,R100,	
		R106,R112,R118,R124	
Resistor	16	R6,R15,R27,R47,R59,R65,	62K72
		R71,R77,R83,R89,R95,R101,	
		R107,R113,R119,R125	
Resistor	2	R7,R9	1K0
Resistor	2	R8,R16	470R
Resistor	1	R17	51R
Resistor	16	R18,R20,R28,R29,R30,R31,	10K
		R32,R34,R36,R38,R40,R48,	
		R49,R50,R51,R52	
Resistor	8	R19,R21,R33,R35,R37,R39,	22R
		R41,R53	
Amplificador Operacional	8	U1,U7,U8,U9,U10,U11,U12,	TL084
		U13	
Regular de Tensão	1	U2	LM7805
Regular de Tensão	1	U3	LM7905
Sample-and-Holder	2	U5,U6	SMP04

I.2 Diagramas Esquemáticos

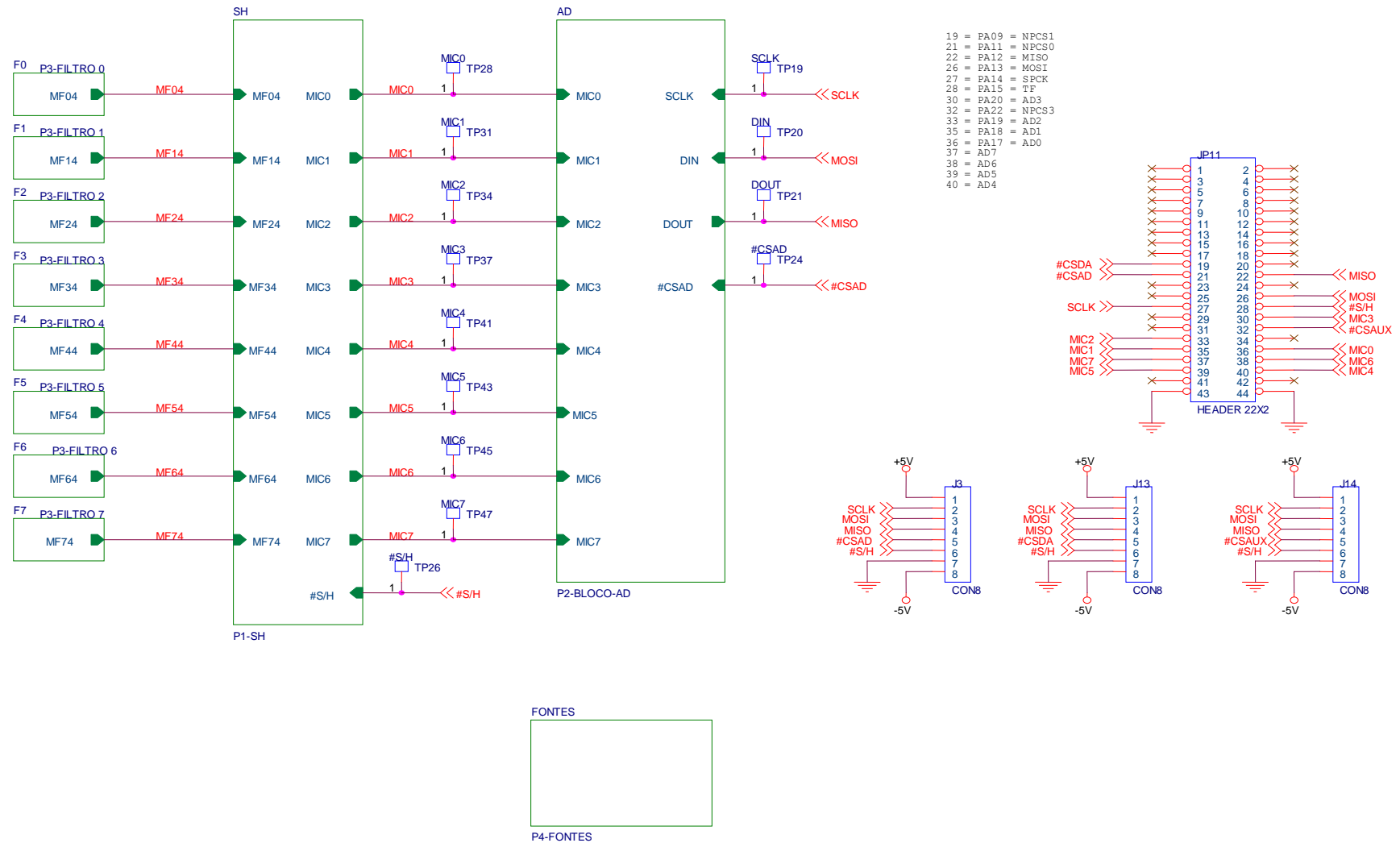


Figura I.1 Diagrama de Blocos do circuito de aquisição e digitalização e header de saída

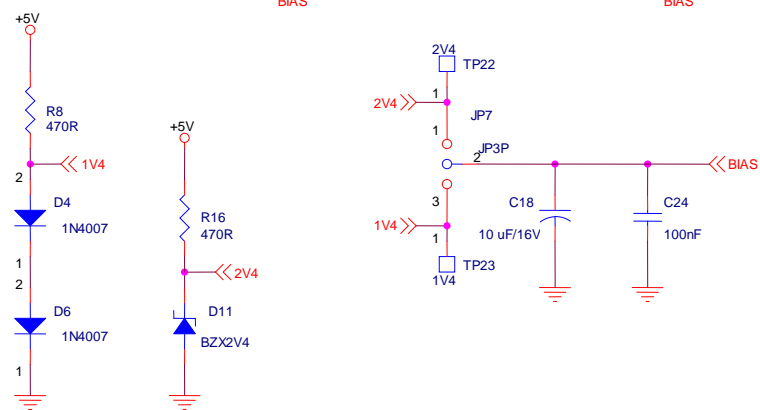
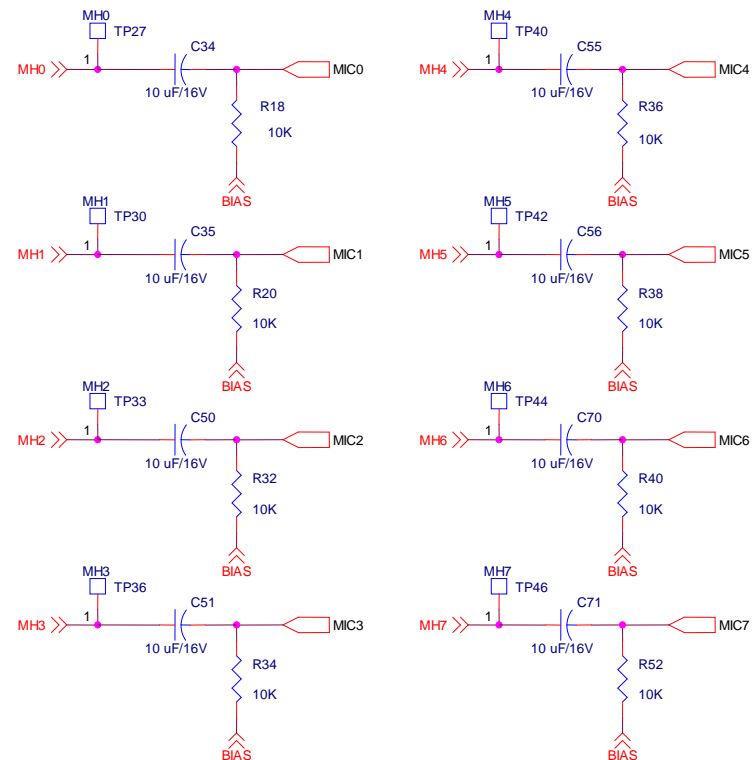
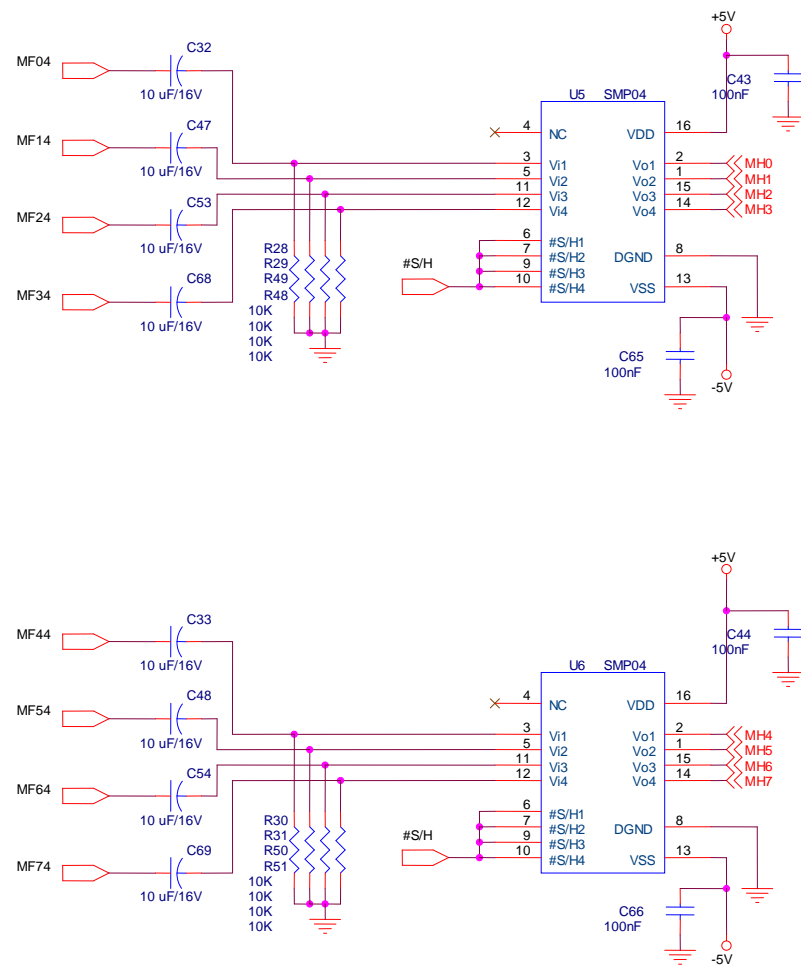


Figura I.2 Etapas de condicionamento do sinal; *Sample-and-holder*; Nivelamento DC do sinal

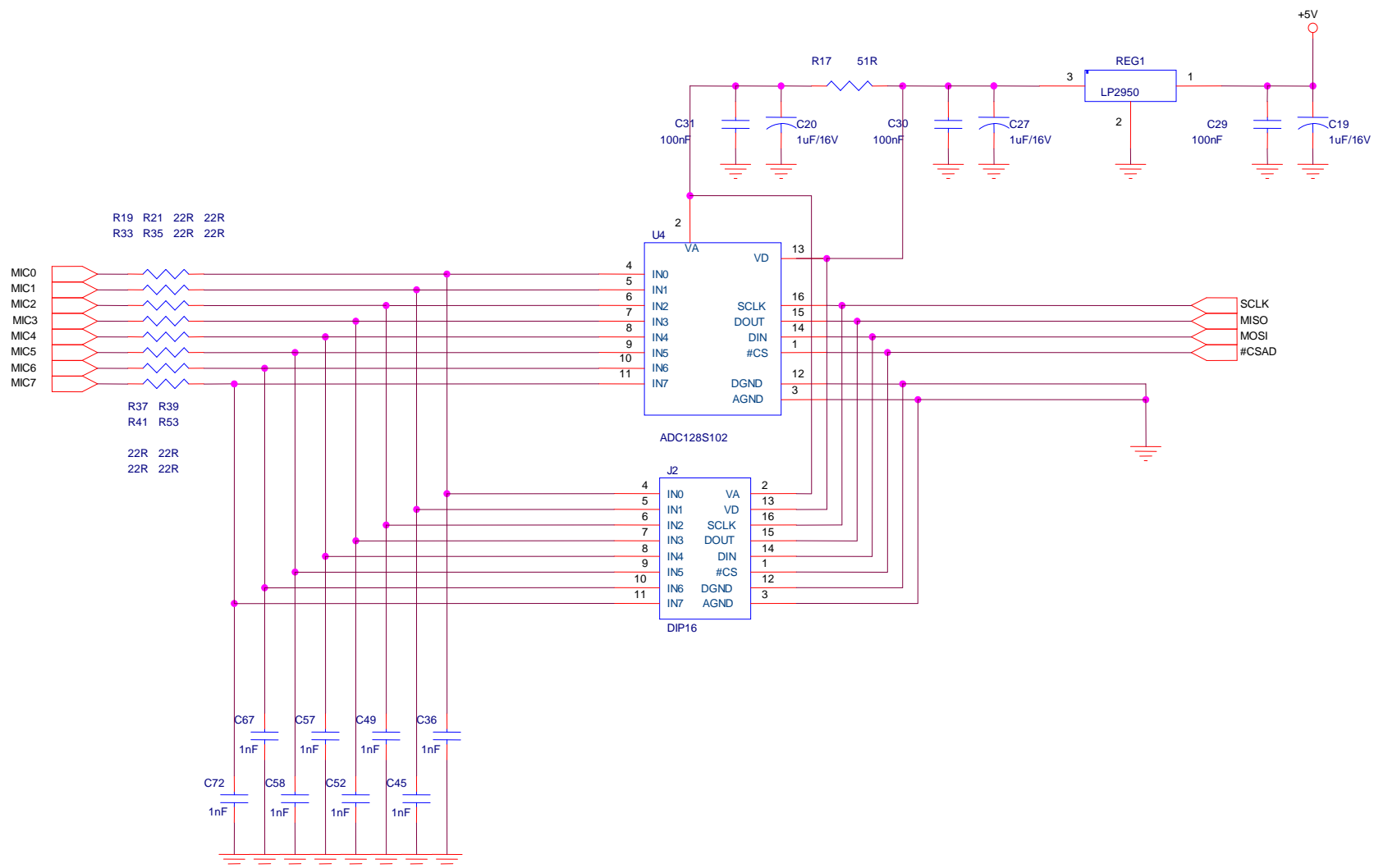


Figura I.3 Detalhe do circuito *Sample-and-Holder*

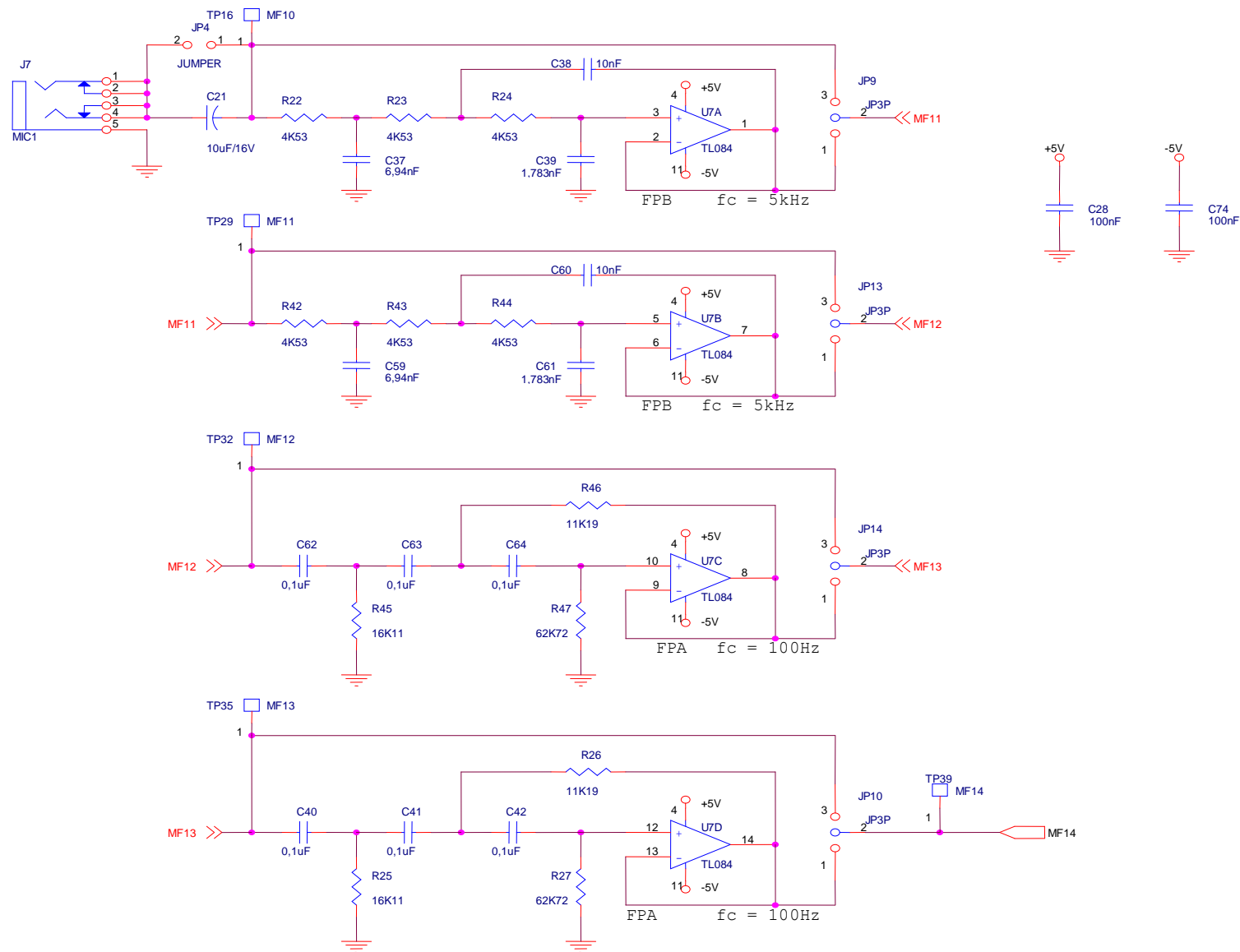


Figura I.4 Estágios Filtros Passa-Baixos e Estágios Filtros Passa-Altas (este bloco se repete para todos os canais)

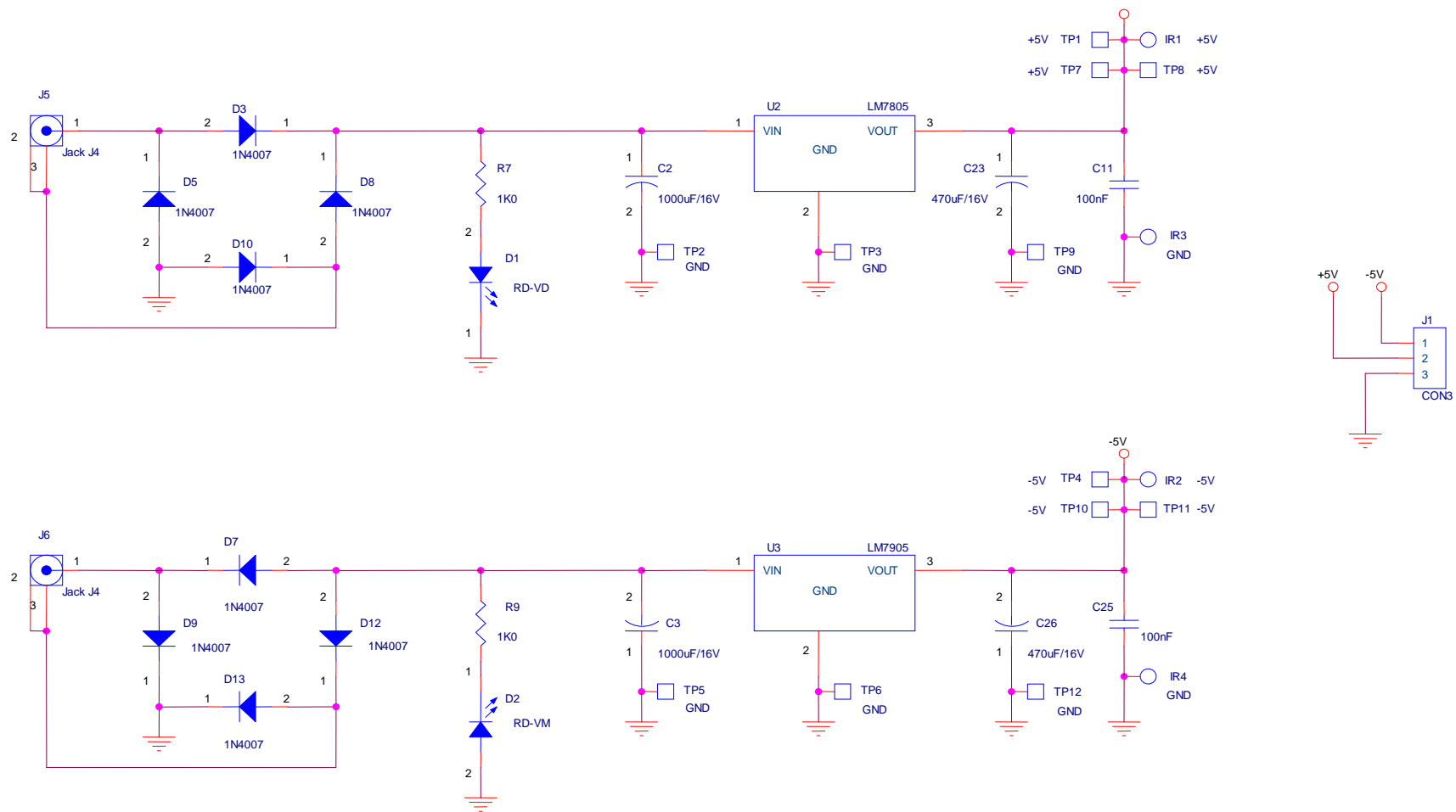


Figura. I.5 Detalhe do circuito regulador de tensão e de proteção da entrada DC de alimentação