



**Sérgio Ivan
Fernandes Lopes**

**Localização de obstáculos para invisuais utilizando
ultra-sons e técnicas de espacialização auditiva.**



**Sérgio Ivan
Fernandes Lopes**

**Localização de obstáculos para invisuais utilizando
ultra-sons e técnicas de espacialização auditiva.**

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Biomédica - Ramo Instrumentação, Sinal e Imagem Médica, realizada sob a orientação científica do Doutor José Manuel Neto Vieira e do Doutor Carlos Alberto da Costa Bastos, ambos Professores Auxiliares do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro.

"O teu conhecimento do que está a acontecer, pode apenas ser superficial e relativo.

William S. Burroughs [1914-1997] - escritor, pintor e crítico social Norte Americano

O júri

Presidente

Doutora Ana Maria Perfeito Tomé

Professora Associada do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro

Vogais

Doutor José Manuel Neto Vieira

Professor Auxiliar do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro (Orientador)

Doutor Carlos Alberto da Costa Bastos

Professor Auxiliar do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro (Co-Orientador)

Doutor José Carlos Silva Cardoso

Professor Associado do Departamento de Engenharias, Universidade de Trás-os-Montes e Alto Douro

Agradecimentos

Um agradecimento especial aos Professores José Manuel Neto Vieira e Carlos Alberto da Costa Bastos pela orientação e incentivo.

Ao Professor José Rocha Pereira pela disponibilização da câmara anecóica do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro, para a caracterização dos sensores e do protótipo.

Ao IEETA pelos meios disponibilizados, sem os quais, não teria sido possível a realização deste trabalho.

À Associação Promotora do Ensino dos Cegos que se situa no Instituto António Feliciano de Castilho - IAFC, em Lisboa, pela oportunidade cedida para os testes do protótipo com invisuais.

Palavras-chave

Localização, eco-localização, ultra-sons, substituição sensorial, sonar.

Resumo

Foi desenvolvido um sistema Electrónico de Apoio à Mobilidade para invisuais, baseado em ultra-sons e substituição sensorial no plano visão-audição. Foram abordadas duas soluções. A primeira partiu da implementação de um localizador de obstáculos que recorre a espacialização de um som monofónico artificial com o objectivo de virtualizar a presença do obstáculo através de sinais sonoros. A segunda solução partiu da utilização de um sistema binaural, para captação dos ecos recebidos, seguido de transformação dos ecos para a gama do audível. Em ambos os casos utilizador usa o seu sistema auditivo para fazer a localização.

Keywords

Location, eco-location, ultra-sounds, sensorial substitution, sonar.

Abstract

A prototype of an Electronic Travel Aid for the blind was developed in this work. It is based on ultrasounds and sensory substitution at the hearing-seeing level. Two solutions were studied. The first approach is based on localization of obstacles and sound spatialization to generate artificial sounds that virtualize the presence of obstacles. The second approach is based on the use of a binaural system and on the transposition of the received echo to the audible zone. In both cases the user's auditory system is responsible to make the localization.

Conteúdo

1	Introdução	1
1.1	Objectivos	2
1.2	Trabalho realizado	2
1.3	Estrutura da dissertação	4
2	Orientação e Mobilidade do invisual	7
2.1	Introdução	7
2.2	Origem e classificação da deficiência visual	8
2.3	O problema da mobilidade no indivíduo com deficiência visual	9
2.4	Os recursos do invisual	12
2.4.1	O fenómeno da eco-localização nos humanos	13
2.4.2	O sonar do morcego, uma inspiração biológica	14
2.5	Sistemas Electrónicos de Apoio à Mobilidade do deficiente visual	16
2.6	Sumário	20
3	Localização de obstáculos através do Método Indirecto	21
3.1	Introdução	21
3.2	Medição de Distância através de tempo de voo	22
3.2.1	Conversão para Banda Base	25
3.2.2	Filtragem óptima complexa	37
3.2.3	Interpolação quadrática	40
3.3	Estimação da posição de obstáculos	42
3.4	Espacialização de um som monofónico via HRTF's	44
3.5	Projecto de Software	47

3.6	Sumário	47
4	Localização de obstáculos através do Método Directo	49
4.1	Introdução	49
4.2	Localização binaural	50
4.2.1	Ponteira Binaural	54
4.3	Substituição Sensorial Directa	55
4.3.1	Transpondo ultra-sons para a gama do audível	55
4.4	Sumário	57
5	Concepção do Sistema Embutido	59
5.1	Introdução	59
5.2	Caracterização dos transdutores de US usados	59
5.3	Desenvolvimento do Hardware	61
5.3.1	Circuitos de aquisição e condicionamento dos sinais analógicos	62
5.3.2	Circuito de D/A e ataque aos transdutores de US	64
5.4	Desenvolvimento do Software	65
5.4.1	Escalonador de tarefas	66
5.5	Sumário	67
6	Resultados e Conclusões	69
6.1	Introdução	69
6.2	Análise de resultados - Método Indirecto	70
6.2.1	Testes em câmara anecóica	70
6.2.2	Testes de campo	73
6.2.3	Testes com utilizadores	74
6.2.4	Conclusões	77
6.3	Análise de resultados - Método Directo	80
6.3.1	Testes em câmara anecóica	80
6.3.2	Testes de campo	81
6.3.3	Testes com utilizadores	82
6.3.4	Conclusões	83
6.4	Reflexões e trabalho futuro	84

Lista de Figuras

1.1	Método Indirecto, baseado num <i>array</i> linear de sensores de US (óculos) e espacialização via HRTF's. Método Directo, ponteiro de mão baseado num sistema binaural para a captação dos ecos ultra-sónicos.	3
2.1	Sistemas de apoio à mobilidade tradicionais. A bengala e o cão guia.	7
2.2	População com e sem deficiência, e taxas de incidência da deficiência segundo o tipo, por grupos etários em Portugal - CENSOS 2001[1].	10
2.3	O processo de Orientação e Mobilidade segundo Hill e Ponder. [2]	11
2.4	Sentidos mais importantes para o invisual, na O&M.	12
2.5	Ben Underwood a andar de patins em linha [3].	14
2.6	Ilustração do processo de eco-localização nos morcegos [4].	15
2.7	Sistemas EAM. a) 'K' Sonar, b) Ultracane, c) Miniguide, d) Sonic Pathfinder, e) The vOICe, f) SonicGuide.	16
3.1	Método Indirecto - baseado num sistema de localização de obstáculos via US e posterior espacialização auditiva através de HRTF's.	21
3.2	<i>a)</i> : <i>Chirp</i> sem ruído. <i>b)</i> : <i>Chirp</i> sem ruído após filtragem óptima. <i>c)</i> : <i>Chirp</i> adicionado de ruído Gaussino Branco com $RSR = 15\text{dB}$. <i>d)</i> : <i>Chirp</i> adicionado de ruído Gaussino Branco com $RSR = 15\text{dB}$ após filtragem óptima.	23
3.3	<i>a)</i> Espectro de frequência do <i>chirp</i> sem ruído - ver gráfico <i>a)</i> da figura 3.2, a energia que apresenta em relação à ausência de sinal é de cerca de 40dB a 40kHz. <i>b)</i> Espectro de frequência do <i>chirp</i> adicionado de ruído Gaussino Branco com uma RSR de 15dB - ver gráfico <i>d)</i> da figura 3.2.	24
3.4	Correlação cruzada do <i>chirp</i> (traço interrompido), e do <i>chirp</i> , sem ruído, multiplicado por uma janela de <i>Hamming</i> (traço contínuo).	24

3.5	Diagrama de blocos do algoritmo aplicado para o medidor de distâncias, com sinais intermédios de processamento.	26
3.6	Resposta em frequência do <i>chirp</i> desmodulado, resulta em duas componentes, uma na banda base, e outra em $\frac{f_s}{2} = 80kHz$	27
3.7	Desmodulador em quadratura representado na sua forma clássica.	29
3.8	Representações equivalentes da implementação polifásica do filtro decimador. <i>a)</i> filtro polifásico decimador $F(z)$ <i>b)</i> representação base, a menos eficiente de todas, uma vez que os filtros F_0 e F_1 trabalham à cadência de x_n que é a mais elevada. <i>c)</i> representação equivalente à anterior, com o decimador passado para a estrutura dos sub-filtros. <i>d)</i> os decimadores são passados para antes dos filtros, o que faz com que F_0 e F_1 operem a uma ritmo duas vezes inferior, resultando assim num número menor de operações para a obtenção do mesmo resultado na saída $d(n)$. <i>e)</i> apresenta o diagrama equivalente com um modelo baseado num comutador, com o objectivo de melhorar a visualização do filtro a operar.	30
3.9	Simplificação da estrutura do filtro polifásico decimador para $D = 2$, tendo em conta as saídas do desmodulador $I(n)$ e $Q(n)$, em que <i>a)</i> é equivalente a <i>b)</i> e <i>c)</i> é equivalente a <i>d)</i> . Os ramos a cinza são os ramos que operam amostras nulas, podendo ser removidos para simplificação, uma vez que a sua contribuição para o sinal de saída é nula.	31
3.10	Conversor de banda base implementado de um modo eficiente.	33
3.11	Conversor de banda base implementado de um modo eficiente, baseado na implementação simplificada do filtro polifásico (ver alínea <i>d)</i> da figura 3.8). Como se pode observar os decimadores são passados para antes dos filtros, o que faz com que os filtros $H_m(z)$ operem a uma ritmo 32 vezes inferior, resultando assim num número menor de operações para a obtenção do mesmo resultado para as saídas em fase e quadratura. 37	37
3.12	Componentes em fase e quadratura após o filtro polifásico, quando a entrada é o <i>chirp</i> mostrado na figura 3.2.	38
3.13	Componentes em fase e quadratura à saída do correlador complexo quando a entrada é o sinal mostrado na figura 3.12.	38
3.14	Módulo do produto das componentes em fase e quadratura, à saída do correlador complexo quando a entrada é o sinal mostrado na figura 3.13	39

3.15 Pico a interpolar. Zoom do pico do sinal da figura 3.14	40
3.16 Esquema da disposição dos sensores sob a forma de array.	43
3.17 Esquema representativo da localização de fontes sonoras, e espacialização equivalente via HRTF's. Neste caso, $HRTF_E$ e $HRTF_D$, representam os filtros correspondentes ao azimute e elevação pretendida.	45
3.18 Resposta em frequência dos filtros que implementam as HRTF's, no plano cuja elevação é zero, para os azimutes, -90° , -45° , 0° , 45° e 90°	46
3.19 Diagrama de fluxo do software desenvolvido para a versão do localizador via HRTF's.	48
4.1 Método Directo - baseado num sistema de aquisição dos ecos ultra-sónicos binaural.	50
4.2 Variação de amplitude e de fase nos ouvidos, dependendo da orientação relativa da cabeça em relação ao obstáculo. a) Exemplo de variação de amplitude - ILD. b) Exemplo de variação no tempo de chegada dos ecos - ITD.	51
4.3 Representação do sistema Binaural auditivo dos humanos.	51
4.4 Variação da ITD com o azimute para frequências inferiores a 1500Hz.	52
4.5 Variação da ILD com o azimute e a frequência.	52
4.6 Diagramas de radiação do sistema binaural humano. A traço interrompido, ouvido esquerdo e traço contínuo o ouvido direito. Estes gráficos são baseados nos dados do projecto KEMAR extraídos de http://sound.media.mit.edu/resources/KEMAR.html	53
4.7 a) Esquema da disposição dos sensores sob a forma binaural. O ângulo entre os receptores é de 90° , como se pode observar. b) Vista de frente, em cima os receptores e em baixo o emissor de ultra-sons. c) Ponteira de mão completa, com sistema binaural implementado, vista de cima.	54
4.8 Diagrama temporal relativo às tarefas de Ultra-sons e Áudio.	56
4.9 Diagrama de Fluxo do <i>software</i> desenvolvido para a versão do localizador binaural.	57
5.1 Câmara anecóica utilizada (tapered chamber).	60
5.2 Experiência para caracterização dos sensores usados na câmara anecóica do Departamento de Electrónica e Informática da Universidade de Aveiro.	60
5.3 Resposta em frequência e diagrama de radiação do receptor, respectivamente. A resposta em frequência apresenta uma característica passa-banda em torno dos 40kHz e o diagrama de radiação uma abertura útil de $\pm 30^\circ$	61

5.4	Diagrama de blocos do sistema de condicionamento dos sinais analógicos.	62
5.5	Esquema do filtro passa-banda (BPF) de 2 ^a ordem.	63
5.6	Esquema detalhado de um canal do PGA.	64
5.7	Amplificador de saída de um canal para ataque do transdutor.	65
5.8	Diagrama de fluxo do escalonador de tarefas.	67
6.1	Topologia de testes em câmara anecóica para o Método Indirecto.	71
6.2	Teste de campo efectuados na sala 317 do DETI para o Método Indirecto.	74
6.3	Posições utilizadas para testar o módulo de espacialização com diferentes utilizadores. 75	
6.4	Auscultadores <i>Zelco - Vibe Body Sound</i> [5].	78
6.5	Diagrama de radiação da ponteira binaural, medida na câmara anecóica do DETI. O diagrama está representado em graus ° e dB, respectivamente.	80
6.6	Mapa da Sala 317 do DETI, onde foram efectuados os testes de campo.	81
6.7	Mapa da Biblioteca da Associação Promotora do Ensino dos Cegos - Instituto António Feliciano de Castilho, em Lisboa, local onde foram efectuados testes com utilizadores cegos.	82

Lista de Tabelas

2.1	Classificação da deficiência visual segundo Hugonnier-Clayette et al, 1989. [2]	9
2.2	Tabela de Sistemas EAM existentes incluindo os dois desenvolvidos. Abreviaturas: (SSUPS) Sistema de SUPlementação Sensorial; (SSUBPS) Sistema de SUBstituição Sensorial.	18
3.1	Escolha do factor de decimação.	35
4.1	Tabela de transposição Ultra-Sons/Sons.	56
5.1	Cálculo dos ganhos do PGA.	64
5.2	Características da DAC TLV5030	65
5.3	Tipos de tarefas implementadas no escalonador.	66
6.1	Tabela de resultados para a medição de distâncias. d_R , distância real; d_m , distância medida; Δ_m , erro absoluto médio de d_m ; σ_m , desvio padrão.	72
6.2	Tabela de medição dos azimutes. θ_R , ângulo real; θ_m , ângulo medido; Δ_{θ_m} , erro absoluto médio de θ_m ; σ_{θ_m} , desvio padrão.	73
6.3	Resultado dos testes de campo efectuados na sala 317 do DETI para o Método Indirecto. As medidas assinaladas com X não foram válidas.	75
6.4	Resultados da espacialização com HRTF's. A coluna <i>Total</i> , representa o número de posições acertadas	76
6.5	Questionário efectuado após os testes.	83

Capítulo 1

Introdução

Os deficientes visuais possuem, regra geral, um sistema auditivo mais apurado que o normal. Alguns deles utilizam técnicas simples de sondagem do meio circundante estalando os dedos e interpretando os ecos recebidos. Os morcegos são conhecidos pelo seu excepcional sistema de localização por Ultra-Sons (US) capaz de detectar obstáculos e até de distinguir entre os diferentes tipos de insectos de que se alimentam. São vários os trabalhos de investigação em que se propõe a construção de um sistema que utilize US e que auxilie os invisuais a detectar obstáculos. A maior parte desses sistemas possui um ou mais emissores de US que enviam um pulso de curta duração composto por uma sinusóide com uma frequência adaptada ao transdutor. Um ou mais receptores, realizam a detecção do eco provocado pelo obstáculo. Normalmente, estes sistemas medem o tempo de ida e volta da onda acústica, sendo essa a informação passada para o invisual, através de diferentes técnicas. No entanto, em ambientes complexos, pode ser difícil o sistema informar o invisual de forma conveniente.

Pretende-se no desenvolvimento deste trabalho, implementar dois sistemas Electrónicos de Apoio à Mobilidade (EAM¹) distintos no seu conceito de detectar e localizar obstáculos, mas ambos baseados em US e substituição sensorial no plano visão-audição.

Optou-se por classificar os dois sistemas implementados em Método Indirecto e Método Directo. O Método Indirecto utiliza um localizador de obstáculos baseado num *array* de sensores de

¹O termo inglês usado para defenir estes sistemas é ETA - Electronic Travel Aid.

US, que posteriormente espacializa um som monofónico, previamente gravado, através de HRTF's² para sinalizar o obstáculo. O Método Directo é mais simples, podendo o seu funcionamento ser comparado com o de uma lanterna que ao "iluminar" determinado obstáculo capta os ecos recebidos, através de um sistema Binaural³, e transforma-os em sinais com frequências dentro da gama do audível, sendo posteriormente entregues ao utilizador. Convém esclarecer que ambos os métodos recorrem à capacidade auditiva do utilizador, nomeadamente a capacidade de perceber a origem de uma fonte sonora no espaço, para efectuar a localização do obstáculo.

1.1 Objectivos

O objectivo base foi testar a possibilidade de utilizar espacialização sonora, para informar o invisual da localização de determinado obstáculo no espaço, confrontando estes resultados, com a possibilidade de obter a informação directamente do meio, através da utilização dos ecos dos sinais de US. A *interface* com o utilizador é auditiva em ambos os casos, sendo na primeira efectuada através de espacialização auditiva via HRTF's, e a segunda através da transformação dos ecos dos sinais US recebidos em sinais audíveis. Com os protótipos desenvolvidos, foram realizados testes preliminares com o objectivo de comprovar a viabilidade destes conceitos.

1.2 Trabalho realizado

Este trabalho consistiu no desenvolvimento de *hardware* e *software* base para a implementação dos dois métodos distintos, Método Directo e Método Indirecto, ver figura 1.1. Ambos os equipamentos foram concebidos com o objectivo de dotar o deficiente visual de equipamento de auxílio à sua mobilidade e consequente autonomia. Em termos conceptuais, o esquema de substituição sensorial escolhido para ambos foi baseado na tentativa de substituir a visão pela audição. O modo como

²Head Related Transfer Functions ou Funções de Transferência em Relação à Cabeça. São um conjunto de filtros de áudio que permitem variar a localização de sinais sonoros em três dimensões em relação à posição dos ouvidos de um dado utilizador. São bastante usadas para recriar o posicionamento de sinais áudio no espaço tridimensional a partir de *headphones*.

³ Análogo ao sistema de audição humano, que implica um posicionamento dos sensores específico.

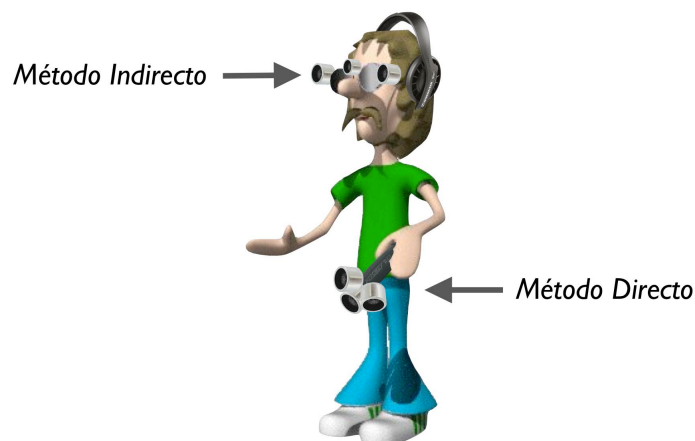


Figura 1.1: Método Indirecto, baseado num *array* linear de sensores de US (óculos) e espacialização via HRTF's. Método Directo, ponteiro de mão baseado num sistema binaural para a captação dos ecos ultrasónicos.

são gerados os sinais áudio que contêm a informação do posicionamento relativo de um obstáculo foi distinta, nas duas implementações.

O Método Indirecto, é um sistema de localização de obstáculos, baseado num *array* de sensores de US, que devolve as coordenadas cartesianas (x, y) do obstáculo mais próximo, sendo posteriormente gerado um som artificial entregue ao utilizador através dos auscultadores, permitindo-lhe obter informação da direcção e da distância a que se encontra o obstáculo através de um sinal de áudio estéreo previamente gerado com recurso a HRTF's. Os dois locais onde o utilizador pode colocar o *array* são a cabeça e o peito. Estas localizações garantem que o detector está a apontar na direcção da marcha do indivíduo. Optou-se por colocar o *array* na cabeça, pois os sensores ficam sujeitos a mais graus de liberdade, uma vez que o indivíduo pode mexer a cabeça quer no plano horizontal, quer no plano vertical. A este método chamou-se método indirecto, uma vez que recorre a substituição sensorial baseada num sinal sintetizado.

O Método Directo parte da utilização de um sistema binaural, para captação dos ecos ultrasónicos recebidos após reflexão no obstáculo. Posteriormente é efectuada uma transformação dos sinais recebidos para a gama do audível. Neste caso o utilizador usa o seu sistema auditivo para perceber a direcção e distância ao obstáculo. A este método chamou-se método directo porque se baseia em substituição sensorial directa dos ecos captados e transpostos para a banda do audível sem processamento associado.

Comparando os métodos desenvolvidos com as actuais soluções existentes no mercado, convém destacar algumas características que marcam a diferença destas duas abordagens relativamente ao que foi encontrado, nos sistemas EAM baseados em US. Por exemplo, na pesquisa efectuada, não foi encontrado nenhum equipamento EAM que recorra à utilização de HRTF's para a substituição sensorial visão-audição, nem nenhum sistema se baseia na escuta directa dos ecos dos sinais de US, através da transformação dos mesmos em sinais audíveis pelos humanos. Em ambas as implementações pretende-se fornecer ao utilizador informação de distância e direcção em relação ao obstáculo. Não se pretende na realização deste trabalho dar informação acerca da forma e textura do obstáculo.

1.3 Estrutura da dissertação

Esta dissertação está dividida em seis capítulos, com a seguinte organização:

Capítulo 1, Introdução - Capítulo introdutório, onde é feito o enquadramento geral da dissertação, traçados os objectivos e descrito o trabalho realizado.

Capítulo 2, Orientação e Mobilidade do Invisual - Neste capítulo são tecidas algumas considerações relevantes, acerca da deficiência visual, tais como, a origem e a sua classificação, Orientação e Mobilidade (O&M) e os recursos do invisual. Por fim, é feito um estudo dos sistemas EAM com o objectivo de fundamentar os objectivos gerais desta dissertação.

Capítulo 3, Localização de obstáculos através do Método Indirecto - Neste capítulo descreve-se a implementação detalhada do protótipo baseado no Método Indirecto. Este método baseia-se num sistema de localização de obstáculos com US que recorre à espacialização auditiva, através de HRTF's, com o objectivo de criar artificialmente, um foco sonoro centrado no local onde foi detectado o obstáculo. Descreve-se neste capítulo o elemento base deste método - o medidor de distâncias, e a integração do mesmo para formar o localizador de obstáculos implementado através de um *array* de sensores de US. É descrito, também, o algoritmo base e o respectivo software desenvolvido.

Capítulo 4, Localização de obstáculos através do Método Directo - Neste capítulo descreve-se a implementação detalhada do Método Directo, cuja base é um sistema binaural de captação

dos ecos recebidos, sendo posteriormente aplicada uma transformação nesses sinais, que os coloca numa gama de frequências audíveis para entrega directa ao utilizador. É descrito, também, o algoritmo base e o respectivo software desenvolvido.

Capítulo 5, Concepção do sistema embutido - Neste capítulo é feita uma descrição detalhada do *hardware* e *software* comum aos dois métodos.

Capítulo 6, Resultados e conclusões - são discutidas as conclusões acerca do trabalho efectuado.

Capítulo 2

Orientação e Mobilidade do invisual

2.1 Introdução

Os sistemas de apoio à mobilidade tradicionais, a bengala e o cão-guia, são ainda hoje os recursos mais utilizados pela população de invisuais, ver figura 2.1. A bengala funciona de modo eficiente no auxílio à locomoção independente, funcionando para o deficiente visual como uma extensão do seu sentido táctil e um meio de informação acerca da natureza e das condições do solo, bem como na detecção de obstáculos na proximidade. O cão guia, apesar de ser uma solução bastante eficaz, é bastante dispendioso pois requer algumas condições que devem ser satisfeitas, tais como a idade do indivíduo que o utiliza e os cuidados necessários à manutenção da sobrevivência, saúde e higiene do cão.



Figura 2.1: Sistemas de apoio à mobilidade tradicionais. A bengala e o cão guia.

Os sistemas EAM apresentam relativo sucesso, surgindo maioritariamente como complemento à utilização dos sistemas tradicionais, com o objectivo de melhorar o desempenho de Orientação e Mobilidade(O&M) do indivíduo. A dificuldade que existe na aplicação de técnicas de substituição sensorial, seja ela no plano visão-audição ou no plano visão-tacto, não permite ainda a existência de equipamentos comerciais de sucesso que substituam, de um modo eficaz, os métodos tradicionais.

2.2 Origem e classificação da deficiência visual

A deficiência visual pode ter diversas proveniências, das quais se podem destacar a infecciosa, a nutricional, a traumática e a genética ou degenerativa. Quanto à origem é usual classificar a deficiência visual do indivíduo como sendo congénita ou adquirida. A deficiência visual congénita, conduz a algumas condicionantes específicas para a aprendizagem e adaptação, uma vez que o indivíduo já nasce com a deficiência. Desde o nascimento, a falta de estímulos visuais reduz e atrasa o desenvolvimento psicomotor da criança, exigindo uma importante e rápida intervenção dos pais no incentivo à sua integração, através dos outros sentidos disponíveis. Nesta situação existe uma limitação nativa da criança devido à ausência da experiência do meio envolvente através da visão, o que dificulta a aquisição de conceitos básicos como distância e direcção, que são essenciais ao desenvolvimento dos mecanismos de orientação e consequente mobilidade. O outro caso está relacionado com a aquisição da deficiência ao longo da vida. Uma situação especial coloca-se quando o indivíduo adquire a deficiência visual ainda jovem. Neste caso o processo de desenvolvimento de técnicas de adaptação social e funcional, apresenta um índice de sucesso superior, quando comparado com indivíduos que adquirem a deficiência visual já com uma idade avançada. Exemplos disso são a aprendizagem da leitura em Braille e do desenvolvimento de técnicas de O&M de modo mais eficiente. O esquema de classificação da deficiência visual seguido neste trabalho foi o proposto por Hugonnier & Clayette em 1989 e está descrito na tabela 2.1 [2].

A deficiência visual pode ser dividida em categorias, cujos critérios de divisão estão directamente relacionados com o grau da deficiência do indivíduo e a respectiva capacidade visual. Esta categorização está directamente relacionada com o grau de mobilidade do invisual. A dificuldade existente na O&M aumenta nos indivíduos com menores capacidades visuais. Assim podemos inferir que o equipamento que se pretende desenvolver será para indivíduos ambliopes e cegos, tendo

Categorias da visão	Grau de deficiência	Capacidade Visual
Visão normal	Nula	0,8 ou superior
	Ligeira	menos que 0,8
Ambliopia	Moderada	menor que 0,3
	Grave	menor que 0,12
Cegueira	Profunda	menor que 0,05
	Quase Total	menor que 0,02
	Total	ausência da percepção da luz

Tabela 2.1: Classificação da deficiência visual segundo Hugonnier-Clayette et al, 1989. [2]

em conta a categorização da tabela, 2.1[6, 2]. Segundo dados do Instituto Nacional de Estatística (INE), nos Censos de 12 de Março de 2001, o número de pessoas com deficiência recenseadas, foi de 634 408. Este número representa 6,1% da população total residente¹. Observando por tipos de deficiência, pode-se verificar que a taxa de incidência da deficiência visual é a mais comum no universo dos indivíduos com deficiência, representando 1,6% do total da população, ou seja 165 697 indivíduos. Uma análise segundo a estrutura etária permite evidenciar que a taxa de incidência da deficiência visual, ver gráfico da figura 2.2, apresenta uma distribuição transversal no que diz respeito aos grupos etários apresentados, com um ligeiro aumento nas idades mais avançadas [7, 1].

A utilidade de sistemas de apoio à mobilidade para a população com deficiência visual é evidente, tendo em conta o número de indivíduos afectados. O desenvolvimento de sistemas de apoio à mobilidade surgem na expectativa de aumentar a independência dos indivíduos portadores da deficiência, com o objectivo de melhorar a sua qualidade de vida e minimizar a sua exclusão social e laboral [6].

2.3 O problema da mobilidade no indivíduo com deficiência visual

Os conceitos associados à O&M estão directamente relacionados com a deslocação do invisual no meio físico. Numa perspectiva mais abrangente, O&M representa um conjunto de capacidades motoras, cognitivas, afectivas e sociais, que permitem ao indivíduo conhecer, relacionar-se e

¹População total residente nos Censos 2001 foi de 10 356 117 indivíduos

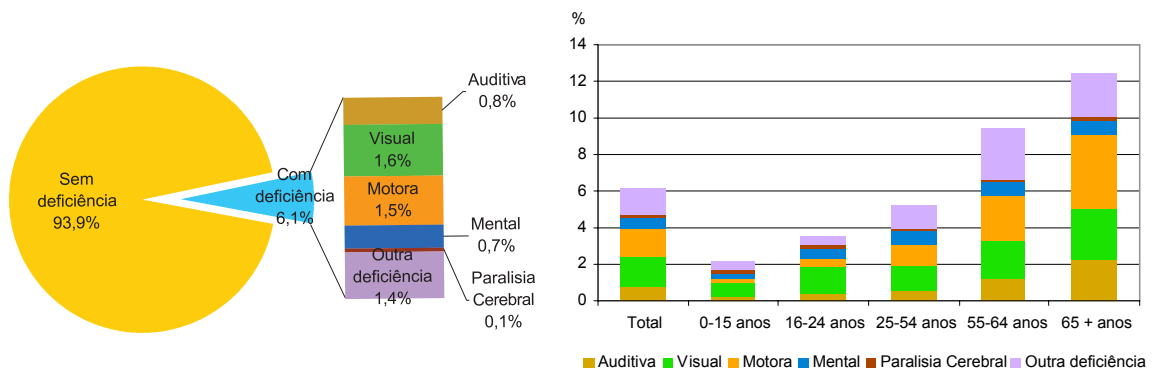


Figura 2.2: População com e sem deficiência, e taxas de incidência da deficiência segundo o tipo, por grupos etários em Portugal - CENSOS 2001[1].

deslocar-se de forma independente nas mais diversas estruturas, espaços e situações. O domínio destas técnicas, permite uma melhoria considerável na qualidade de vida do indivíduo portador da deficiência, das quais se podem destacar a independência, a segurança, a auto-confiança, a integração social, a privacidade e o emprego [8, 2].

Num processo de O&M, é necessário perceber qual a informação espacial que um invisual necessita para se deslocar, para que sentido ou sentidos deve ser traduzida essa informação e que tipo de pré-processamento terá de ser efectuado no sistema que se pretende desenvolver. A resposta a estas questões será dada ao longo deste capítulo com o objectivo de especificar as funcionalidades do sistema a implementar. Os principais requisitos da O&M, são:

- a) – Permitir a percepção e antecipação dos obstáculos existentes.*
- b) – Proporcionar ao invisual um percurso ausente de colisões ou quedas.*

Os maiores problemas associados à O&M, estão na dificuldade de prever a existência de um obstáculo e na dificuldade em ultrapassá-lo. A mobilidade nasce da necessidade que um indivíduo tem em chegar a um destino tendo em mente um percurso. O espaço onde a acção ocorre é um meio em constante mudança, sendo apenas parcialmente previsível. A capacidade de um indivíduo desempenhar a tarefa de se deslocar de um local para o outro, está directamente relacionada com

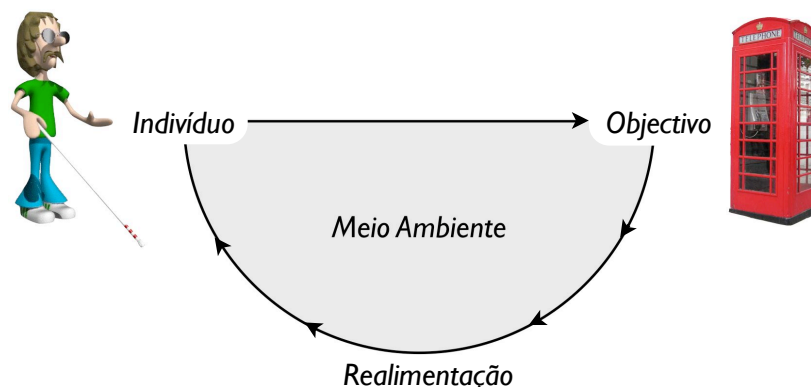


Figura 2.3: O processo de Orientação e Mobilidade segundo Hill e Ponder. [2]

a informação que ele consegue obter ao longo do percurso. O sucesso desta tarefa depende directamente do processo de aquisição de informação e da sua realimentação, ver figura 2.3. Além disso, as exigências desta tarefa não são esgotadas apenas pela informação obtida a partir do espaço, o invisual complementa a informação espacial com informação obtida a partir, de mecanismos de memorização[8, 6]. Grande parte da informação é extraída directamente do espaço, por meio da percepção enquanto o indivíduo se desloca. Alguma da informação espacial é obtida através de representações espaciais existentes em memória baseadas na experiência do indivíduo e no seu conhecimento prévio da estrutura espacial. Podem-se distinguir neste processo dois tipos de informação, a informação perceptual, que se encontra directamente relacionada com a capacidade sensorial do indivíduo na obtenção de informação espacial, e a informação cognitiva que se baseia no recurso a mecanismos de memória para mapear o espaço envolvente [6]. Hill e Ponder em 1976 resumiram este processo às três seguintes questões [2]:

Onde estou? – implica a actualização permanente da posição.

Onde está o meu objectivo? – implica o conhecimento da relação entre os vários objectos no meio ambiente.

Como chegar lá? – implica a actualização permanente da sua posição no espaço.

Num tema em que a mobilidade é o assunto central, não podemos esquecer as capacidades motoras do indivíduo que permitem ao invisual mover-se e chegar ao seu destino. Desenvoltura, flexibilidade e a capacidade de caminhar na posição vertical são exemplos de capacidades motoras impor-

tantes e essenciais para o invisual desenvolver técnicas de O&M. O desenvolvimento de técnicas que auxiliem a O&M pretende contribuir para que os invisuais respondam a estas perguntas sem estarem dependentes de terceiros. Os dispositivos EAM podem ser ajudas de grande valor na obtenção de respostas às questões anteriormente enunciadas.

2.4 Os recursos do invisual

É empírico aceitar que a privação de um dos sentidos resulta forçosamente numa compensação dessa deficiência. Nos invisuais, a perda da visão provoca um aumento da capacidade dos outros sentidos como a audição e o tacto. A cegueira pode ser entendida como um estado normal e não patológico para o cego, ou seja ele só a percebe indirectamente, como resultado da sua experiência sociocultural. Assim podemos entender o desafio que constitui a perda gradual ou súbita da visão numa sociedade cada vez mais centrada nas imagens, e que continua a privilegiar a visão de entre os diversos modos de perceber o mundo [9].

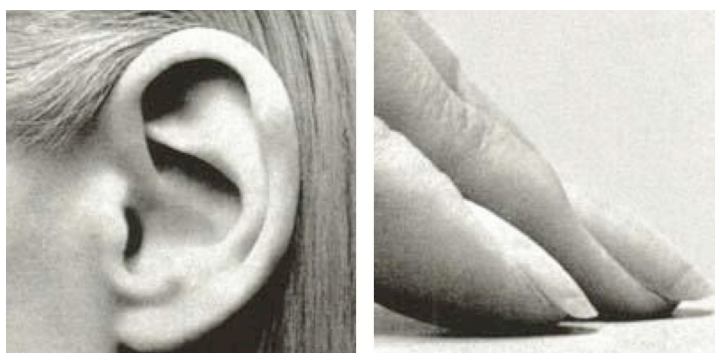


Figura 2.4: Sentidos mais importantes para o invisual, na O&M.

Podemos dizer que os sentidos de maior importância para o invisual são o tacto e a audição-fig 2.4 porque garantem o seu relacionamento social-cultural, e sustentam a sua O&M. O tacto, através das mãos proporciona ao invisual grande parte da aprendizagem sobre as características dos objectos e é importante no mundo dos afectos. A bengala funciona como um prolongamento da mão na recolha de dados tácteis. Outro exemplo é a percepção plantar, a percepção táctil extraída pela planta dos pés, que representa uma enorme ajuda no que diz respeito à informação adquirida em movimento acerca do piso. Através de diferentes texturas e relevos no piso é possível passar

ao invisual informação preciosa que pode ter o objectivo de sinalizar um acesso a passadeiras, a zona de embarque numa estação de metro, ou até os limites dos degraus. Culturalmente, o tacto desempenha um papel muito importante, através do código Braille. O Braille permite o acesso à leitura e foi adoptado internacionalmente, sendo hoje em dia utilizado por milhares de invisuais em todo o mundo [10, 2].

A audição é um sentido vital para o desenvolvimento do indivíduo como pessoa e elemento activo na sociedade. É através da audição que o indivíduo estabelece o seu principal elo de comunicação com os outros. No que diz respeito à mobilidade, o sentido da audição tem grande importância na localização de fontes sonoras, intervém na manutenção do equilíbrio do corpo, e permite efectuar eco-localização. A eco-localização é possível devido à elevada sensibilidade que o ouvido humano apresenta à reflexão de sons em obstáculos [2].

2.4.1 O fenómeno da eco-localização nos humanos

O ser humano apresenta uma capacidade inata de se adaptar às novas situações, no que diz respeito às alterações físicas e biológicas que possam surgir ao longo da sua vida. A compensação sensorial no campo da deficiência visual é um exemplo disso e encontra-se em pessoas que se viram limitadas em certa altura da sua vida, ou mesmo desde o nascimento, pela perda de um sentido como é o caso da visão. A vontade e a determinação de ser auto-suficiente levam os seres humanos a conseguir chegar a estados de alta motivação que resultam na descoberta de novas capacidades. Apesar de deixar ainda algumas pessoas perplexas, um invisual bem treinado, e aqui convém frisar o facto de que o treino é muito importante, consegue fazer eco-localização e navegar com aparente normalidade entre pessoas e objectos apenas com recurso a este fenómeno. Esta técnica necessita de muito treino, e nem todos os invisuais conseguem aplicá-la com sucesso no seu dia-a-dia. Basta fazer uma pesquisa na internet acerca do assunto, para perceber que este assunto já é bem conhecido. É o caso de Ben Underwood², um jovem americano - figura 2.5, que perdeu a visão completa aos 3 anos de idade, quando lhe foi diagnosticado cancro em ambos os olhos, tendo estes sido removidos de seguida. É um facto que Ben, conseguiu ter um desenvolvimento e uma inserção social dentro dos padrões da dita normalidade, uma vez que através da eco-localização,

² Ben Underwood, faleceu no dia 19 de Janeiro de 2009, aos 16 anos vítima de cancro.

conseguiu ter um bom desempenho no que diz respeito à sua mobilidade e brincadeiras, tais como, andar de skate, de bicicleta, jogar futebol, etc. O método usado por Ben é na sua essência igual ao que os morcegos utilizam para localizar obstáculos e navegar no escuro. Através de constantes estalos com a língua, ele consegue através da escuta dos ecos recebidos estimar o volume de obstáculos, medir distâncias e sentir movimentos relativos de objectos [3].



Figura 2.5: Ben Underwood a andar de patins em linha [3].

Este caso foi estudado com algum entusiasmo, tendo-se tornado na principal inspiração e motivação no desenvolvimento do trabalho desta dissertação, tendo em conta a premissa de que nem todos os invisuais têm a capacidade de um dia vir a aplicar esta técnica com sucesso. Devido à facilidade de encontrar documentação, tais como artigos de jornais e vídeos que mostram Ben no seu dia-a-dia, este caso foi tomado como inspiração para o ambicioso desenvolvimento de um equipamento que pudesse de certa forma aproximar-se, mesmo que só em termos conceptuais, deste caso real, não na perspectiva de resolver todos os problemas de um invisual, mas de tentar melhorar em consciência, a sua qualidade de vida. É essencial que fique bem presente, que não se pretende substituir a natureza nas suas funções, e o ideal seria que todos os invisuais pudessem treinar e aprender com sucesso as técnicas de eco-localização que Ben tão bem soube usar.

2.4.2 O sonar do morcego, uma inspiração biológica

É do conhecimento geral, que os morcegos são excelentes caçadores noturnos. Mitos cinematográficos como o Drácula de Bram Stoker, colocam o morcego como um animal noturno, carnívoro

e perigoso. Este mito tem os seus fundamentos, mas bastante distorcidos. É verdade que o morcego é um caçador noturno, mas apenas de insectos. Esta característica de caçar no escuro, é possível, devido aos morcegos possuírem um poderoso sistema de eco-localização.

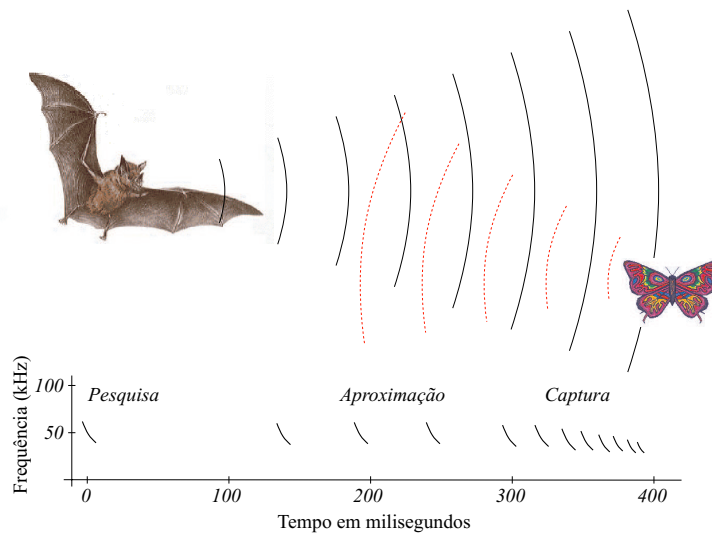


Figura 2.6: Ilustração do processo de eco-localização nos morcegos [4].

Os morcegos fazem eco-localização através do envio de uma série de pulsos de alta frequência e escutando os seus ecos. Quando o eco chega ao morcego, a informação acerca do alvo pode ser determinada através da quantidade de energia e do tempo de voo do respectivo eco. Estes sinais são produzidos através da sua boca ou nariz, dependendo da espécie, e funcionam como gerador acústico, apresentando na sua maioria ondas ultra-sónicas que se propagam como um foco sonoro no meio ambiente, gerando ecos quando encontram um obstáculo, que retornam na direcção do morcego. Os ecos contêm informação que o morcego usa para perceber o mundo que o rodeia, mapeando assim os objectos circundantes. Este modo de perceber o mundo é tão refinado, que o morcego consegue localizar e capturar insectos, como por exemplo, o caso de pequenos mosquitos, com resoluções menores que um milímetro.

2.5 Sistemas Electrónicos de Apoio à Mobilidade do deficiente visual

Na literatura existente, a classificação dos sistemas EAM é confusa e diversa. Optou-se por agrupar a informação das várias fontes, em categorias e tipos, de forma a enquadrar com mais rigor o equipamento que se pretende desenvolver. As categorias representam a componente conceptual do equipamento, ficando o tipo associado à implementação e ao modo como este se utiliza. [6, 11]

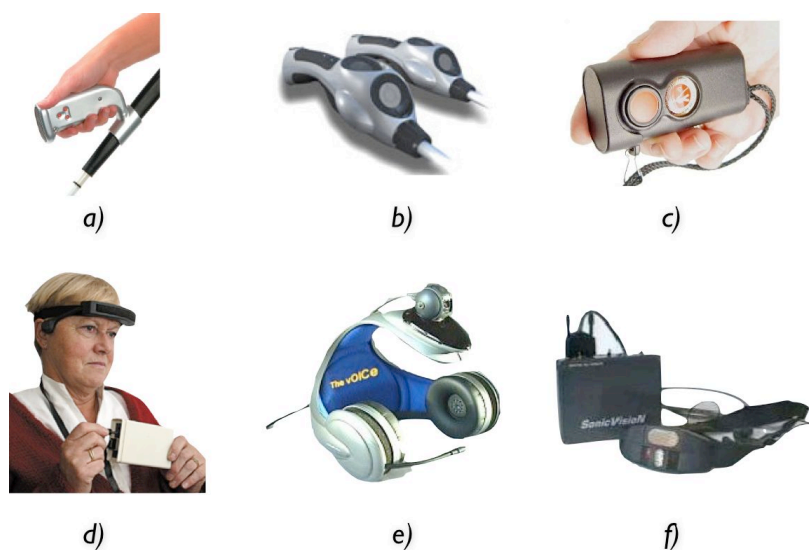


Figura 2.7: Sistemas EAM. a) 'K' Sonar, b) Ultracane, c) Miniguide, d) Sonic Pathfinder, e) The vOICe, f) SonicGuide.

Os dispositivos EAM podem ser classificados em duas categorias, que derivam de duas abordagens diferentes ao problema; Sistemas de SUBstituição Sensorial (SSUBS) e Sistemas de SUPlementação Sensorial (SSUPS). Os SSUBS inspiram-se na utilização de um dos sentidos disponíveis como um potencial candidato à substituição da visão. Nesta abordagem, a função de um sistema EAM consiste na transformação da informação visual em informação que possa ser transposta e percebida por outro sentido disponível no indivíduo, como por exemplo o tacto ou a audição. Os SSUPS surgem pela constatação de que muitos invisuais atingem um elevado grau de mobilidade sem a utilização de sistemas EAM. Nestes casos, a utilização de um sistema EAM fornece informação adicional que não é fundamental, apesar de importante para a mobilidade do indivíduo. Um dispositivo que detecte um obstáculo no caminho e sinalize a sua presença através de um sinal sonoro, complementa a informação que o indivíduo necessita para se deslocar, por exemplo,

quando recorre à tradicional bengala [6, 11, 12].

Nas duas categorias de dispositivos EAM definidas antes, podemos encontrar dispositivos de quatro tipos:

Tipo I – disponibilizam informação acerca de possíveis obstáculos encontrados no caminho. Este tipo de dispositivo é limitado na informação que fornece ao utilizador, disponibilizando apenas uma variável, normalmente a distância a um obstáculo. Exemplo de um dispositivo do Tipo I é o Miniguide, ver figura 2.7 alínea c).

Tipo II – caracterizam-se por disponibilizarem várias variáveis ao utilizador, por exemplo distância e direcção de um obstáculo. A distinção entre dispositivos de Tipo I e Tipo II esteve em tempos associada à introdução de lasers para a detecção de obstáculos e sua direcção no espaço, podendo a sua utilização ser complementar à utilização da bengala branca. Um dispositivo deste tipo muito conhecido é a Laser Cane.

Tipo III – caracterizam-se por disponibilizarem várias variáveis ao utilizador. Para além da detecção de obstáculos são capazes de obter informação que caracteriza o meio ambiente. Um dispositivo deste tipo dá informação ao utilizador da distância ao obstáculo e da sua forma, podendo também dar informação do tipo de superfície que o compõe permitindo assim a identificação dos objectos detectados. Um exemplo de um equipamento do Tipo III é o Sonicguide, ver figura 2.7 alínea f).

Tipo IV – distinguem-se dos Tipos I, II e III devido à introdução de inteligência artificial no processo. Normalmente associado a equipamentos do Tipo IV está a introdução de micro-computadores que aumentam em larga escala a capacidade de cálculo. Um dos únicos equipamentos deste tipo é o Sonic Pathfinder, ver figura 2.7 alínea d).

A diversidade de sensores e estimuladores existentes actualmente permite uma grande variedade de sistemas EAM. A tabela 2.2 apresenta alguns exemplos dos sistemas considerados mais importantes, que incorporam as modalidades de sensores e estimuladores usados neste trabalho. De um ponto de vista tecnológico é preciso não esquecer que estes equipamentos, nomeadamente os mais recentes, beneficiam da minituarização da electrónica e do avanço tecnológico dos micro-processadores e dos sensores [12]. Os sistemas propostos nesta dissertação são da categoria

Categoria	Tipo	Sensores	Estimulador	Referência	Ano
SSUBS	III	Vídeo Câmara	Áudio Estereofónico	The vOICe (Meijer)	1992
SSUBS	I	2 Sensores US	Áudio Estereofónico	Sensory 6	1986
SSUBS/SSUPS	III	3 Sensores US	Áudio Estereofónico	TriSensor (Kaspa™)	1980's
SSUBS/SSUPS	III	3 Sensores US	Áudio Estereofónico	Sonic Glasses™ (Kay)	1974
SSUBS/SSUPS	I	1 Sensor US	Vibrotáctil	Mowat Sensor (Pulse Data)	1972
SSUPS	I	2 Sensores US	Vibrotáctil	Ultracane	2005
SSUPS	I	2 Sensores US	Áudio Monofónico	'K' Sonar	2003
SSUPS	I	2 Sensores US	Áudio Monofónico / Vibrotáctil	Miniguide	1998
SSUPS	IV	5 Sensores US	Áudio Estereofónico	Sonic Pathfinder™ (Heyes)	1984
SSUPS	I	1 Sensor US	Áudio Monofónico / Vibrotáctil	Polaron	1980's
SSUBS	III	3 Sensores US	Áudio Binaural	SonicGuide	1970's
SSUPS	I	2 Sensores US	Áudio Monofónico	UltraSonic Torch™ (Kay)	1965
SSUPS	II	Laser	Áudio Monofónico / Vibrotáctil	Lasercane	1960's
SSUBS	II	2 Sensores US	Áudio Estereofónico	Método Indirecto	2007
SSUBS	II	2 Sensores US	Áudio Estereofónico	Método Directo	2007

Tabela 2.2: Tabela de Sistemas EAM existentes incluindo os dois desenvolvidos. Abreviaturas: (SSUPS) Sistema de SUPlementação Sensorial; (SSUBPS) Sistema de SUBstituição Sensorial.

SSUBS e do tipo II, sendo a substituição sensorial feita através do sentido auditivo, recorrendo a sinais de áudio estereofónico.

Da pesquisa efectuada, optou-se por destacar equipamentos EAM do plano visão-audição e visão-tacto, de diferentes categorias e tipos, tendo sido escolhidos os que se encontram na figura 2.7 para uma análise funcional dos mesmos.

O 'K' Sonar, ver figura 2.7 alínea a), é um sistema baseado em US que funciona por medição de distâncias estimadas a partir do tempo de voo. Foi concebido para ser anexado à bengala branca, podendo também ser utilizado isoladamente, como detector de obstáculos manual. Basicamente, funciona como um lanterna, enviando um feixe de US para a zona que se pretende explorar. A informação ultra-sónica é recolhida e convertida em sequências de sinais sonoros, que o utilizador usa, através de auscultadores, para reconhecer obstáculos com recurso a um treino prévio [13].

A Ultracane, ver figura 2.7 alínea b), é uma bengala com um sonar incluído na sua construção. Funciona como a bengala branca, mas inclui tecnologia de eco-localização. A Ultracane utiliza US

para detectar a presença de obstáculos na direcção que se encontra orientada. Esta informação é passada ao invisual através da vibração de zonas distintas no punho, fornecendo informação de distância ao utilizador através do tacto [14].

O Miniguide, ver figura 2.7 alínea c), funciona como um acessório que complementa as ajudas mais tradicionais, tais como a bengala ou o cão guia. Trata-se de um sistema baseado em US e é utilizado para detectar obstáculos. A localização de obstáculos é sinalizada através de um modo vibratório, quanto mais rápida a vibração mais perto está o objecto. O sistema possibilita também a utilização de um sistema de auscultadores que fornece a mesma informação, mas neste caso através de sons. A sua utilização é óptima para a detecção de grandes objetos, tais como, carros estacionados, postes e mobiliário urbano [15].

O Sonic Pathfinder, ver figura 2.7 alínea d), foi projectado para ambientes exteriores e pode ser usado em conjunto com a bengala convencional ou o cão guia. O Sonic Pathfinder é utilizado na cabeça e usa um sonar para localizar os obstáculos, sendo dada ao utilizador informação avançada acerca dos objectos que se encontram no seu percurso através de sinais áudio. Na sua estrutura principal estão montados cinco transdutores de US, dos quais três são receptores e os restantes dois emissores. Os ecos dos objectos obtidos ao longo do percurso são recebidos pelos três transdutores, sendo posteriormente processados por um microcomputador que é transportado pelo indivíduo. A saída do dispositivo usa sinais áudio estereofónicos sinalizando assim se o objecto está mais à esquerda ou à mais direita [16].

O sistema vOICe, ver figura 2.7 alínea e), baseia-se num processo de substituição sensorial no plano visão-audição. Em teoria, este sistema pode passar ao utilizador sensações visuais através da transformação de imagens em sinais sonoros, recorrendo às capacidades do indivíduo e aproveitando a plasticidade neuronal do cérebro humano. O sistema implementa uma forma de substituição sensorial e está condicionado pelo processo de aprendizagem do indivíduo. Esta tecnologia usa uma câmara, normalmente montada na cabeça, e um computador para gerar a sequência de sons correspondentes a uma imagem. Neste sistema uma imagem funciona como um espectrograma, sendo o som gerado a partir dessa imagem [17].

O SoniGuide, ver figura 2.7 alínea f), é um sistema analógico que funciona num dispositivo montado na cabeça do utilizador e usa US para extrair informação do meio ambiente. Este sistema

foi desenvolvido para fornecer uma maior percepção do ambiente através do sistema auditivo, fornecendo ao utilizador três tipos de informação: distância, direcção e interpretação das características dos objectos através de treino e utilização do dispositivo [18, 11].

2.6 Sumário

Neste capítulo foi descrita a origem e a classificação da deficiência visual, tendo sido posteriormente exposto o problema da O&M para os cegos. Foi feita, também, uma abordagem sobre os recursos do invisual, nomeadamente o fenómeno da eco-localização nos humanos, em analogia com a eco-localização nos morcegos. Por fim, foram estudados os Sistemas Electrónicos de apoio à mobilidade existentes actualmente.

Capítulo 3

Localização de obstáculos através do Método Indirecto

3.1 Introdução

Neste capítulo é descrito o método de substituição sensorial que deu origem ao Método Indirecto desenvolvido neste trabalho. Este método utiliza um *array* de sensores para implementar um localizador de obstáculos baseado em US. Após estimada a localização do obstáculo, é efectuada uma espacialização auditiva, através de HRTF's, num som monofónico previamente gravado.

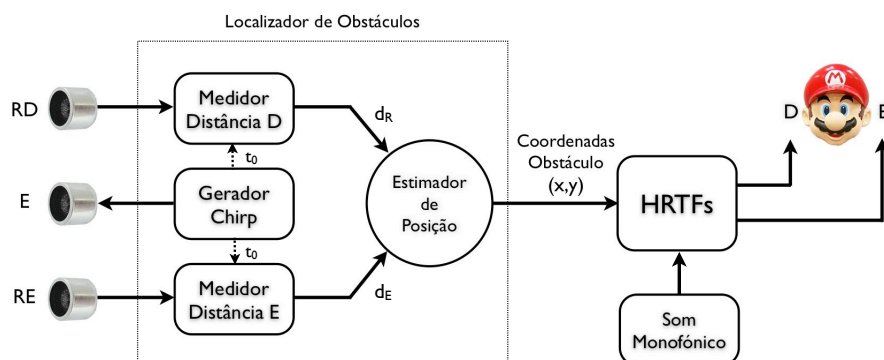


Figura 3.1: Método Indirecto - baseado num sistema de localização de obstáculos via US e posterior espacialização auditiva através de HRTF's.

Na figura 3.1 está representado o diagrama de blocos deste método, que ilustra os três módulos base, o módulo de medição de distâncias, o de estimação de posição e o módulo da *interface* auditiva baseado em HRTF's.

3.2 Medição de Distância através de tempo de voo

Sensores de US e sistemas de medição de distâncias baseados em US são amplamente utilizados, com bons resultados, em áreas como a robótica [19, 20], na detecção de obstáculos. A maior parte dos sistemas de medição de distâncias baseados em US disponíveis comercialmente, usam pulsos de sinusóides para atacar os transdutores de US e fazem o cálculo da distância através da medição do tempo de voo. O cálculo da distância d , baseado no tempo de voo T_{voo} , é dado por:

$$d = cT_{voo}, \quad \text{onde } c \text{ é a velocidade do som no meio onde se propaga.} \quad (3.1)$$

Em sistemas de Radar são utilizadas técnicas bastante robustas na medição de distâncias por tempo de voo. Habitualmente os sinais emitidos são modulados em frequência, vulgarmente conhecidos como *chirps*. A utilização de *chirps* traz as seguintes vantagens [21, 22, 23]:

- 1) – *Maior imunidade ao ruído aditivo; a informação encontra-se na frequência.*
- 2) – *Maior imunidade aos fenómenos de fading; a informação está espalhada na frequência.*
- 3) – *Resolução temporal depende só da largura de banda do chirp; o seu aumento implica uma maior resolução temporal.*
- 4) – *Aumento da energia depende do tamanho do sinal no tempo; não existe a necessidade de aumentar a amplitude do sinal para aumentar a energia.*

Na figura 3.2 é exemplificada a vantagem 1), através da comparação dos resultados da filtragem óptima de um *chirp* sem ruído, e de um *chirp* adicionado de ruído gaussiano branco com uma RSR (Relação Sinal Ruído) de 15dB. Comparando os sinais após a aplicação do filtro óptimo¹, podemos chegar à conclusão que o facto de se adicionar ruído gaussiano branco com energia elevada,

¹ também conhecido por *Matched Filter*.

não representa um problema para a detecção do *chirp* uma vez que, a relação da amplitude dos picos na detecção, é da mesma ordem de grandeza, o que não interfere na precisão da discriminação da posição do pico.

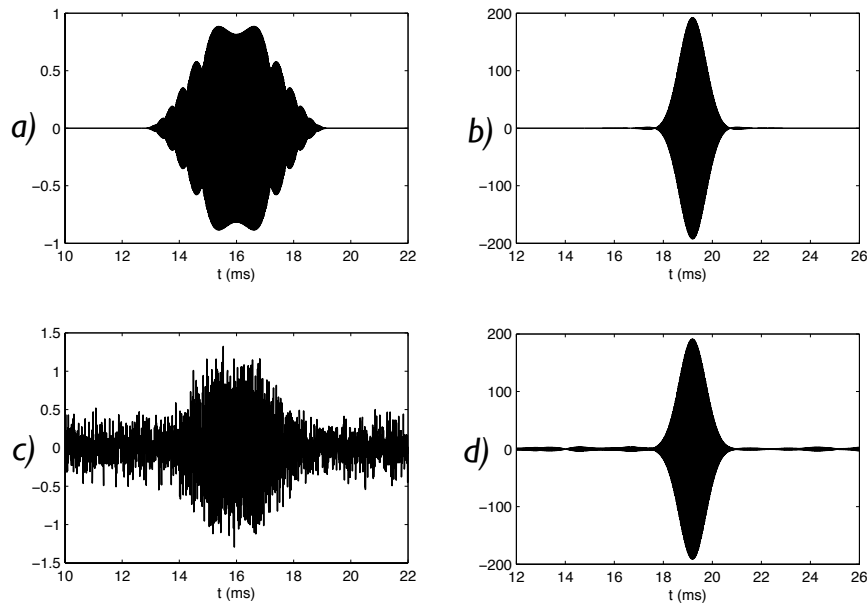


Figura 3.2: *a*) : *Chirp* sem ruído. *b*) : *Chirp* sem ruído após filtragem ótima. *c*) : *Chirp* adicionado de ruído Gaussiano Branco com $RSR = 15$ dB. *d*) : *Chirp* adicionado de ruído Gaussiano Branco com $RSR = 15$ dB após filtragem ótima.

Na figura 3.3, está representado o espectro dos sinais utilizados para obter os gráficos das figuras 3.2 a) e 3.2 b), onde se pode observar a componente passa-banda do *chirp*, bem como confirmar a potência do ruído adicionado. Pode-se confirmar que a RSR do *chirp* com ruído, ver figura 3.3, é de aproximadamente 15dB, o que comprova a existência de informação no domínio da frequência no sinal corrompido com ruído (ver figura 3.2, gráfico *c*)).

O *chirp* transmitido é gerado por amostragem do sinal descrito pela equação 3.2, onde $\beta = (\omega_2 - \omega_1)/(2T)$, $\omega_c = (\omega_1 + \omega_2)/2$ é a frequência da portadora, ω_1 e ω_2 representam, respectivamente, as frequências iniciais e finais do *chirp* e T representa a sua duração. Para eliminar os lóbulos laterais resultantes da autocorrelação de $c(t)$ multiplicou-se o *chirp* por uma janela de hamming, ver figura 3.4, o que reduz a detecção de falsos picos. [22]

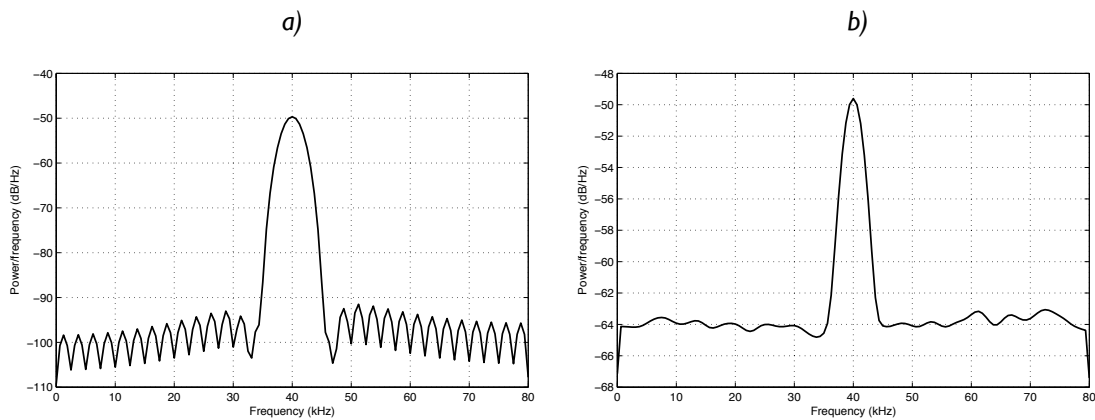


Figura 3.3: a) Espectro de frequência do *chirp* sem ruído - ver gráfico a) da figura 3.2, a energia que apresenta em relação à ausência de sinal é de cerca de 40dB a 40kHz. b) Espectro de frequência do *chirp* adicionado de ruído Gaussiano Branco com uma RSR de 15dB - ver gráfico d) da figura 3.2.

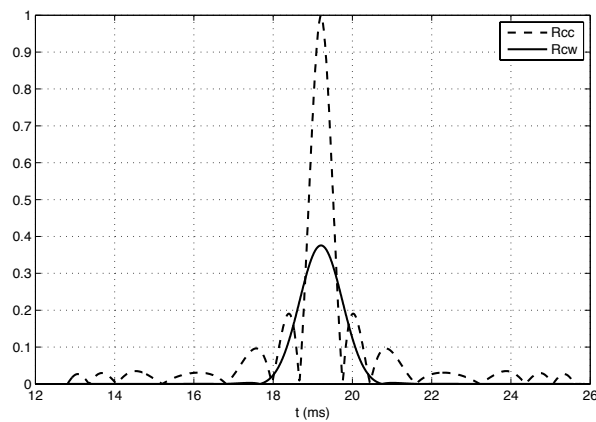


Figura 3.4: Correlação cruzada do *chirp* (traço interrompido), e do *chirp*, sem ruído, multiplicado por uma janela de *Hamming* (traço contínuo).

$$c(t) = A \cdot \cos(\omega_c t + \beta t^2), \quad \text{onde } t \in \left[-\frac{T}{2} \dots \frac{T}{2}\right] \quad (3.2)$$

A figura 3.5, apresenta o diagrama de blocos do algoritmo adoptado para a implementação do medidor de distâncias que é o elemento base do localizador de obstáculos. O primeiro bloco, con-

versor de banda base, é composto por um desmodulador acoplado a um filtro polifásico decimador, cujo resultado é um sinal complexo, mais especificamente as componentes em fase e quadratura do sinal de entrada, mas em banda base. Posteriormente é aplicado um filtro óptimo complexo, que funciona como correlador complexo, sendo a sua saída também um sinal complexo. Para estimar o tempo de voo é necessário efectuar uma detecção de pico no sinal resultante do produto das componentes complexas do sinal à saída do correlador complexo. Para obter uma maior resolução temporal é necessário efectuar a interpolação quadrática deste sinal, com o objectivo de aumentar a sua resolução temporal e assim estimar a posição do pico com mais precisão.

3.2.1 Conversão para Banda Base

No desenvolvimento deste trabalho, optou-se por utilizar transdutores de ultra-sons de baixo custo. Os sensores de ultra-sons foram caracterizados realizando medidas em câmara anecóica² Da análise dos resultados obtidos, observou-se uma característica passa-banda em torno dos 40kHz e uma largura de banda de cerca de 2kHz. Estas características condicionaram a escolha do sinal utilizado para atacar os transdutores de US.

O sinal escolhido para atacar os transdutores de US, foi um *chirp* de banda estreita, deslocado no espectro para a banda dos 39kHz aos 41kHz, resultando numa largura de banda $B = 2\text{kHz}$, como se pode observar na figura 3.3. Para sinais com estas características uma das técnicas aplicadas é a conversão para banda base através de desmodulação digital, seguida de decimação e da consequente extracção das componentes em fase e quadratura do sinal. O objectivo é reduzir o esforço computacional para o ritmo do sinal decimado. Esta técnica é bem conhecida e amplamente usada em sistemas de radar e sistemas sensoriais baseados em US. Outro método eficiente para efectuar esta conversão é através do uso de amostragem de segunda ordem³, em que se obtêm directamente as componentes em fase e quadratura já decimadas. A implementação e estudo da amostragem de segunda ordem foi deixada para trabalho futuro. No sistema desenvolvido foi

²No capítulo 5, são mostrados os resultados relativos à resposta em frequência e ao diagrama de radiação dos transdutores utilizados, após testes efectuados na câmara anecóica do Dep. de Electrónica e Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro.

³Amostragem de segunda ordem baseia-se num princípio de amostragem não linear em que o valor teórico mínimo da frequência de amostragem corresponde ao limite em que $f_s = 2B$, onde B é a largura de banda do sinal [24].

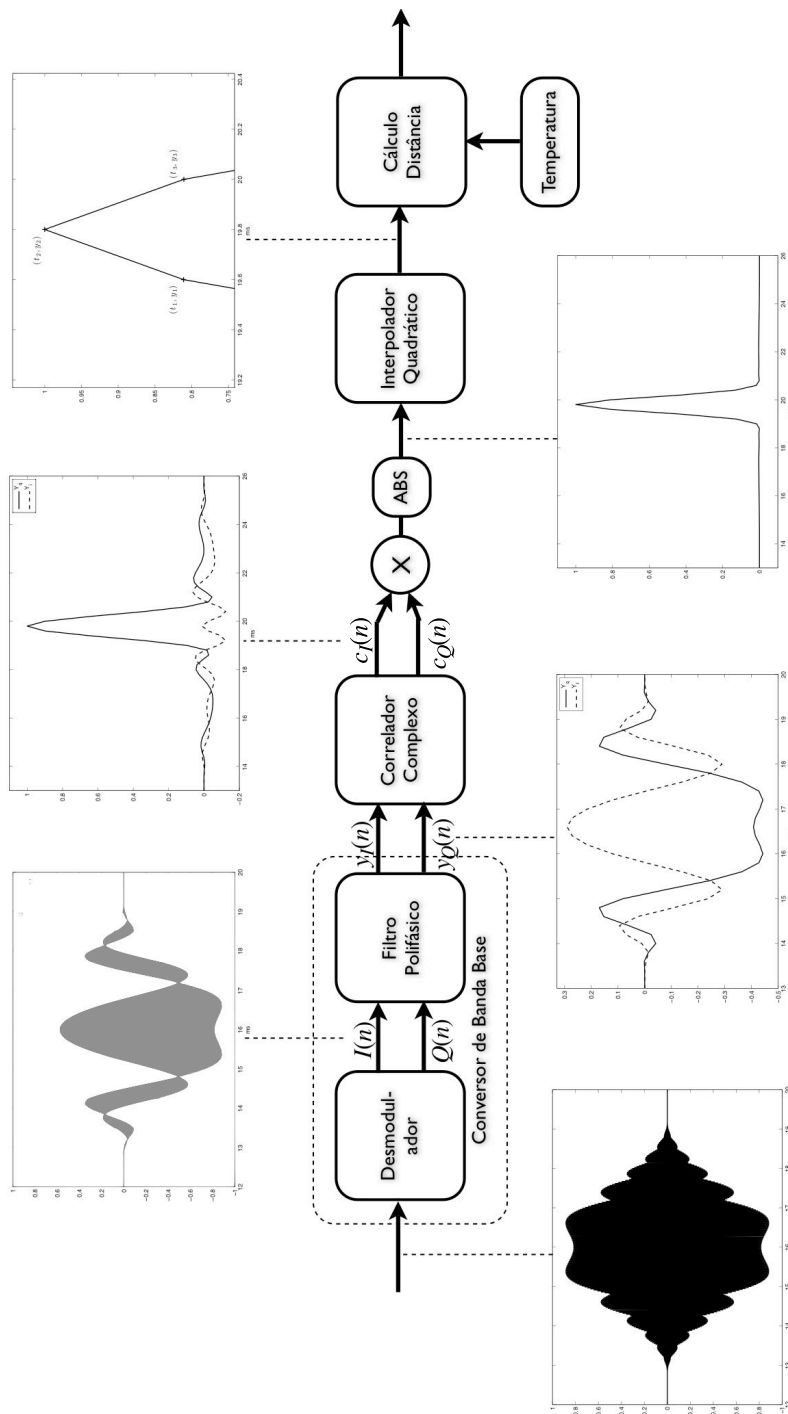


Figura 3.5: Diagrama de blocos do algoritmo aplicado para o medidor de distâncias, com sinais intermédios de processamento.

utilizada a abordagem mais tradicional, baseada na amostragem uniforme das componentes em quadratura do sinal [24, 21, 22, 23].

Como o *chirp* utilizado é de banda estreita, e está centrado numa frequência relativamente alta, quando é convertido para banda base apresenta uma largura de banda após desmodulação (B_d) de 1kHz, que é metade da largura de banda do sinal original, como se pode comprovar através das figuras 3.3 e 3.6, respectivamente. Nestas circunstâncias o sinal depois de desmodulado contém a mesma informação de fase, mas agora em banda base. Assim, devido a este facto pode considerar-se que o sinal depois de desmodulado está sobre-amostrado podendo-se proceder à decimação do mesmo, mantendo a valiosa informação de fase intacta.

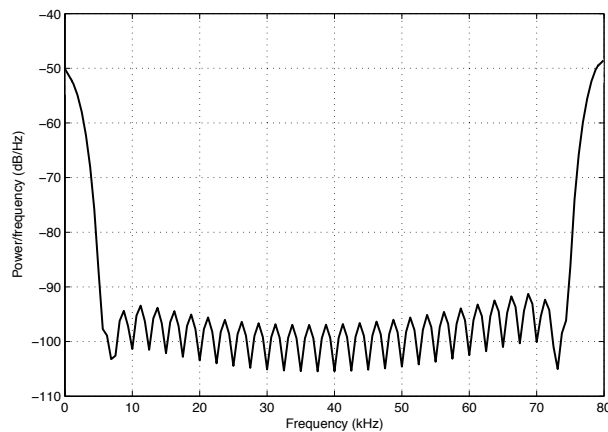


Figura 3.6: Resposta em frequência do *chirp* desmodulado, resulta em duas componentes, uma na banda base, e outra em $\frac{f_c}{2} = 80kHz$

Desmodulação Digital

A desmodulação de um sinal digital é efectuada através do produto do sinal de entrada por uma sinusóide, ver figura 3.7. O sinal a desmodular é um *chirp* com largura de banda $B = 2kHz$, centrado em $f_c = 40kHz$. Aplicando uma desmodulação em quadratura, o sinal de entrada é transposto para banda base ficando a sua componente espectral centrada na origem com uma largura de banda de $B/2$ Hz. O sinal resultante no domínio do tempo, deixa de ser real, uma vez que a

simetria existente anteriormente entre frequências positivas e negativas deixa de ser garantida. Nesta situação em concreto, existe a necessidade de reduzir a quantidade de cálculos numéricos. Fazendo a frequência de amostragem (f_s) quatro vezes superior à frequência central do *chirp* (f_c), temos $f_s = 160kHz$, é possível reduzir o número de operações para desmodular o sinal de entrada tal como é demonstrado nas equações 3.3 e 3.4.

$$\begin{aligned}
 I(n) &= x(n) \cos(2\pi f_c t(n)), \quad \text{com } n=0,1,2,3\dots \\
 &= x(n) \cos(2\pi f_c n t_s), \quad \text{com } n=0,1,2,3\dots \quad \text{e } t_s = \frac{1}{f_s} \\
 &= x(n) \cos(2\pi \frac{f_c}{f_s} n), \quad \text{com } n=0,1,2,3\dots \quad \text{e } f_c = \frac{f_s}{4} \\
 &= x(n) \cos(\frac{\pi}{2}n), \quad \text{com } n=0,1,2,3\dots \\
 &= x(n) \{1, 0, -1, 0, 1, 0, -1, \dots\}, \quad \text{com } n=0,1,2,3\dots \\
 &= \{x(0), 0, -x(2), 0, x(4), 0, -x(6), \dots\}
 \end{aligned} \tag{3.3}$$

$$\begin{aligned}
 Q(n) &= x(n) \sin(2\pi f_c t(n)), \quad \text{com } n=0,1,2,3\dots \\
 &= x(n) \sin(2\pi f_c n t_s), \quad \text{com } n=0,1,2,3\dots \quad \text{e } t_s = \frac{1}{f_s} \\
 &= x(n) \sin(2\pi \frac{f_c}{f_s} n), \quad \text{com } n=0,1,2,3\dots \quad \text{e } f_c = \frac{f_s}{4} \\
 &= x(n) \sin(\frac{\pi}{2}n), \quad \text{com } n=0,1,2,3\dots \\
 &= x(n) \{0, 1, 0, -1, 0, 1, 0, -1, \dots\}, \quad \text{com } n=0,1,2,3\dots \\
 &= \{0, x(1), 0, -x(3), 0, x(5), 0, -x(7), \dots\}
 \end{aligned} \tag{3.4}$$

Observando as sequências geradas por $\cos(\frac{\pi}{2}n)$ e $\sin(\frac{\pi}{2}n)$, das equações 3.3 e 3.4, pode-se constatar, que se repetem indefinidamente. A diferença entre elas corresponde apenas a um atraso de uma amostra do *sin* relativamente ao *cos*. Outra característica que se observa é a existência de metade das amostras nulas em ambas as sequências. Estes dois factores referidos anteriormente, vão ser determinantes na simplificação dos cálculos, na altura em que se adicionar a filtragem polifásica com decimação.

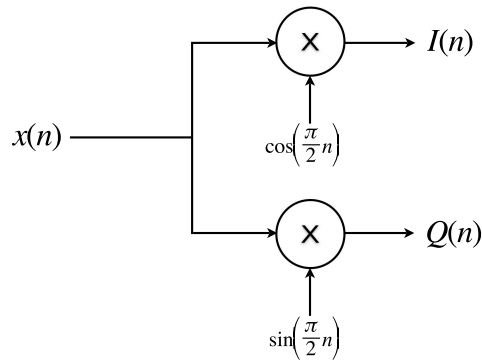


Figura 3.7: Desmodulador em quadratura representado na sua forma clássica.

Filtro polifásico decimador - Implementação para $D = 2$

Uma forma interessante e muito utilizada de se reduzir o esforço computacional de um filtro é a representação polifásica do mesmo. A representação polifásica de um filtro baseia-se na utilização de um sistema de sub-filtros para representar um dado filtro $F(z)$, que por sua vez se associam a diferentes fases de processamento e que estão normalmente associadas a sistemas multicaudência que implementam operações de decimação ou interpolação [25]. Para melhor ilustrar a decomposição de um filtro em componentes polifásicas, considere-se o exemplo de um sistema de decimação constituído por um filtro $F(z)$ seguido de um decimador por dois, usado para reduzir a cadência de um sinal discreto para metade, como se pode observar na figura 3.8 - alínea a). Seja $F(z)$ o filtro polifásico decimador com factor de decimação igual a dois ($D=2$), descrito na figura 3.8 - alínea a), podemos separar as suas componentes em duas fases, F_0 e F_1 , como se pode observar na equação 3.5.

$$\begin{aligned}
 F(z) &= \sum_{m=0}^{D-1} F_m(z^D)z^{-m}, \quad \text{com } D = 2 \\
 &= F_0(z^2) + z^{-1}F_1(z^2)
 \end{aligned} \tag{3.5}$$

Na figura 3.8 está representado o processo de simplificação da estrutura do filtro polifásico decimador para $D = 2$. Todos os diagramas representados na figura 3.8 são equivalentes, tendo sido efectuadas simplificações com o objectivo de reduzir o número de operações do filtro. A

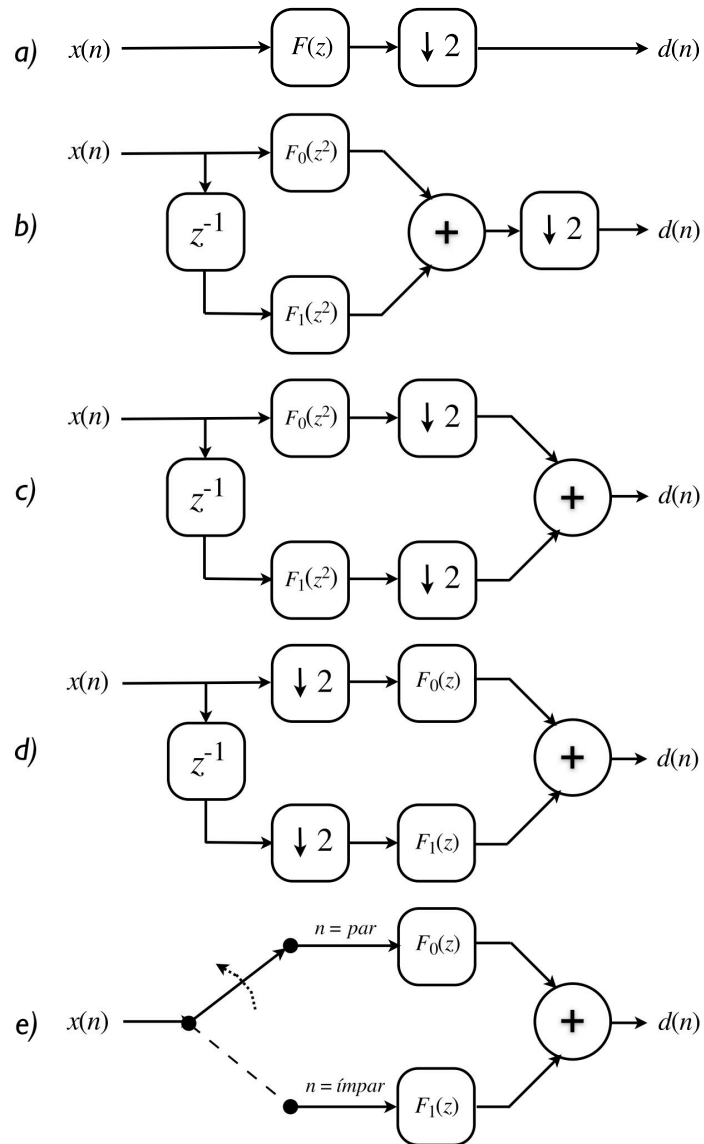


Figura 3.8: Representações equivalentes da implementação polifásica do filtro decimador. *a)* filtro polifásico decimador $F(z)$ *b)* representação base, a menos eficiente de todas, uma vez que os filtros F_0 e F_1 trabalham à cadência de x_n que é a mais elevada. *c)* representação equivalente à anterior, com o decimador passado para a estrutura dos sub-filtros. *d)* os decimadores são passados para antes dos filtros, o que faz com que F_0 e F_1 operem a uma ritmo duas vezes inferior, resultando assim num número menor de operações para a obtenção do mesmo resultado na saída $d(n)$. *e)* apresenta o diagrama equivalente com um modelo baseado num comutador, com o objectivo de melhorar a visualização do filtro a operar.

simplificação efectuada na passagem do diagrama c) para o diagrama d) é uma das mais importantes. Nesta simplificação os decimadores são passados para antes dos filtros, o que faz com que os filtros F_0 e F_1 operem a uma ritmo duas vezes inferior.

A integração do modulador com o filtro polifásico decimador é mostrada em seguida para a situação mais simples, em que $D = 2$. Na figura 3.8 - alínea d), está apresentada a estrutura polifásica simplificada, aplicada a ambas as saídas do desmodulador em quadratura, $I(n)$ e $Q(n)$. Como foi dito anteriormente, as sequências de saída para ambas as componentes do sinal desmodulado, apresentam duas características que permitem reduzir a carga computacional consideravelmente, se forem tidas em conta. Uma está relacionada com a sequência de zeros entrelaçados em ambos as componentes e a outra relaciona-se com o atraso de uma amostra da componente em fase relativamente à componente em quadratura.

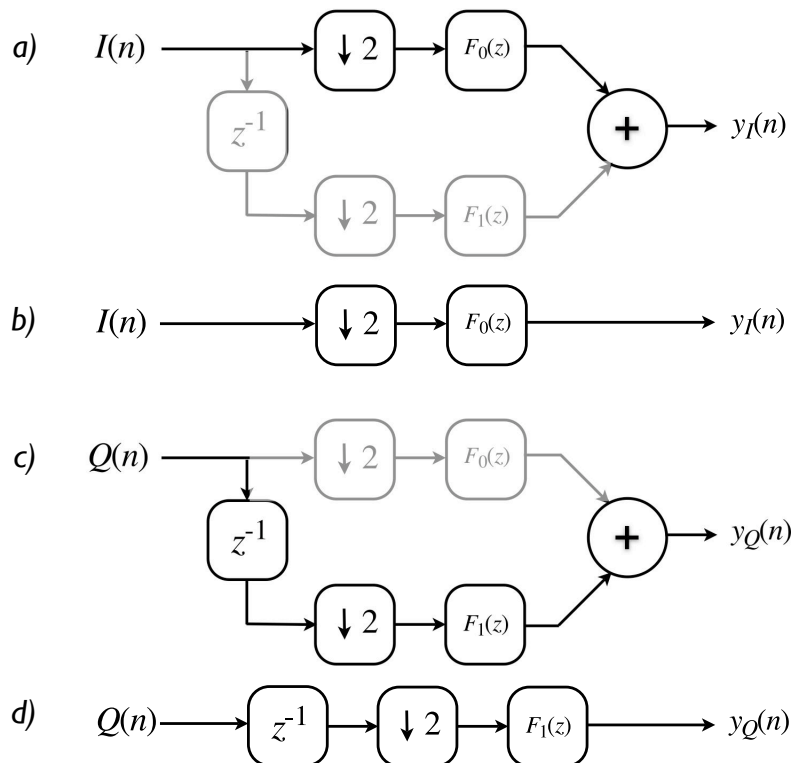


Figura 3.9: Simplificação da estrutura do filtro polifásico decimador para $D = 2$, tendo em conta as saídas do desmodulador $I(n)$ e $Q(n)$, em que a) é equivalente a b) e c) é equivalente a d). Os ramos a cinza são os ramos que operam amostras nulas, podendo ser removidos para simplificação, uma vez que a sua contribuição para o sinal de saída é nula.

Na figura 3.9, está representada a simplificação da estrutura do filtro polifásico decimador para um factor de decimação, $D = 2$, atendendo ao resultado obtido no processo de desmodulação em quadratura. Para ambas as componentes existe um ramo que opera apenas amostras nulas, ou seja, ocupa recursos computacionais e não contribui em nada para o resultado final. A simplificação passa por eliminar os ramos que operam apenas com amostras nulas. Passando o desmodulador em quadratura para dentro da estrutura do filtro polifásico decimador é possível reduzir ainda mais o número de operações.

$$\begin{aligned}
 I(n) + Q(n) &= x(n) \cos\left(\frac{\pi}{2}n\right) + x(n) \sin\left(\frac{\pi}{2}n\right), \quad \text{com } n=0,1,2,3\dots \\
 &= x(n) \left[\cos\left(\frac{\pi}{2}n\right) + \sin\left(\frac{\pi}{2}n\right) \right], \quad \text{com } n=0,1,2,3\dots \\
 &= x(n) \{1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, \dots\}, \quad \text{com } n=0,1,2,3\dots \\
 &= \{x(0), x(1), -x(2), -x(3), x(4), x(5), -x(6), \dots\}
 \end{aligned}
 \tag{3.6}$$

A adição das duas componentes, ver equação 3.6, permite obter uma sequência sem amostras nulas, mantendo as componentes de fase e quadratura entrelaçadas, mas agora numa única sequência de amostras. Esta característica revela-se importante uma vez que permite efectuar a desmodulação com recurso apenas a uma operação de multiplicação e a um atraso. Da análise do resultado da operação, $\cos(\frac{\pi}{2}n) + \sin(\frac{\pi}{2}n)$, percebe-se que a sequência $\{1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, \dots\}$ se repete infinitamente. Uma expressão matematicamente que devolve o mesmo resultado em menos operações é apresentada na equação 3.7.

Na equação 3.7, o operador $\lfloor \frac{n}{2} \rfloor$, corresponde a um arredondamento da divisão de $\frac{n}{2}$ para um número inteiro mais próximo por defeito. No inglês é usado o termo *floor* para representar esta operação.

$$\left[\cos\left(\frac{\pi}{2}n\right) + \sin\left(\frac{\pi}{2}n\right) \right] = (-1)^{\lfloor \frac{n}{2} \rfloor} = \{1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, -1, \dots\}, \quad \text{com } n=0,1,2,3\dots \tag{3.7}$$

Ao reduzir o número de operações, o filtro polifásico permite que o processador tenha mais tempo para efectuar os cálculos necessários. Se o factor de decimação for par, é possível decom-

por os decimadores na estrutura do filtro polifásico, o que implica uma diminuição da ordem dos filtros utilizados e do número de operações matemáticas (adições e multiplicações) por unidade de tempo. A implementação polifásica apresenta uma estrutura compacta que potencia a otimização do código e a sua consequente escrita em *assembly* de uma forma mais simplificada, uma vez que minimiza o recurso à manipulação de ponteiros. Deve-se referir também que, quando há simetrias nos coeficientes dos filtros, como por exemplo no caso de filtros FIR (Finite Impulse Response) de fase linear, é possível melhorar a eficiência dos cálculos e a simplificação das estruturas [21, 22, 23].

Na figura 3.10, é apresentado o conversor de banda base implementado de um modo eficiente, com recurso à implementação simplificada do filtro polifásico decimador (ver alínea *d*) da figura 3.8). Como se pode observar os decimadores são passados para antes dos filtros, o que faz com que os filtros $F_m(z)$ operem a uma ritmo duas vezes inferior, resultando assim num número menor de operações para a obtenção do mesmo resultado para as saídas em fase e quadratura.

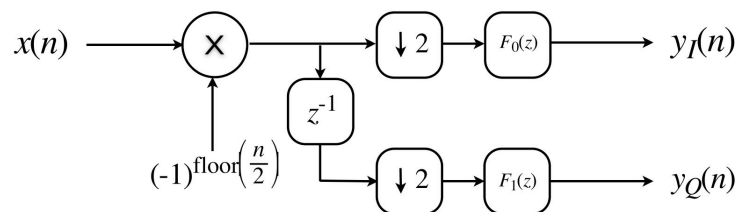


Figura 3.10: Conversor de banda base implementado de um modo eficiente.

Para implementar o desmodulador de uma forma clássica, seria necessário recorrer a tabelas de *cosenos*, que para além de ocuparem espaço em memória implicam um maior esforço computacional uma vez que seria necessário fazer o produto de $x(n)$ duas vezes, uma pelo valor do \cos (ver equação 3.3) e a outra pelo valor do \sin (ver equação 3.4). Através das simplificações efectuadas a redução do cálculo é efectivamente grande, quando se tira partido da fusão do desmodulador com o filtro polifásico decimador. A equação 3.7 representa a sequência usada para multiplicar pela entrada $x(n)$. Para a aplicação embutida, temos apenas de efectuar o produto de $x(n)$ por elementos sucessivos da sequência dada pela equação 3.7, ou seja quatro elementos $(1, 1, -1, -1, \dots)$, que podem facilmente ser guardados numa tabela em memória e indexados de modo circular.

Filtro polifásico decimador - Implementação para $D = 32$

Fazendo a analogia com o que foi descrito para a implementação do filtro polifásico decimador com $D = 2$, pretende-se agora implementar o conversor de banda base, através da utilização de um filtro polifásico decimador com um factor de decimação (D) bastante superior a dois. O objectivo é ter um algoritmo mais eficiente, que possa ser implementado na aplicação embutida.

O *hardware* usado para implementar a aplicação embutida foi baseado no processador *TMS320F2812* da *Texas Instruments*, daqui em diante referido como *F2812*. No que diz respeito à estrutura do filtro polifásico decimador implementado, é necessário tecer algumas considerações de relevância técnica uma vez que há efectivamente limitações do *hardware* que têm de ser satisfeitas, pois o funcionamento do *F2812* assim o exige. É o caso da utilização eficiente de filtros FIR, que no caso do *F2812*, está limitada a uma ordem máxima $N = 255$, ou seja 256 coeficientes. Este valor surge pelo facto do *F2812* usar um registo interno de *8bits* para efectuar o endereçamento de memória num modo circular. Esta característica obriga a que na implementação seja necessário ter a linha de atrasos e os coeficientes alinhados em memória em endereços múltiplos de $0x100$, tirando assim vantagem, no acesso à memória, uma vez que se tira partido da utilização de um registo de *hardware* dedicado e que funciona em modo de auto-incremento. A escolha do novo valor de D terá de satisfazer a equação 3.8 de tal modo que o seu resultado seja sempre maior do que o dobro da largura de banda do *chirp* desmodulado, ou seja, $f_{sD} > 2B_d$.

$$f_{sD} = \frac{f_s}{D}, \quad \text{em que } f_{sD} > 2B_d \quad \text{e} \quad f_s = 160\text{kHz} \quad (3.8)$$

A tabela 3.1 apresenta o resultado da equação 3.8 para os diferentes factores de decimação D . O factor de decimação D escolhido foi, $D = 32$, uma vez que garante uma margem de segurança satisfatória, neste caso f_{sD} é o dobro de B_d . Nesta situação, não existe *aliasing*, uma vez que o sinal decimado apresenta uma frequência de amostragem $f_{sD=32} = 5\text{kHz}$, o que por si só é superior a B_d , e garante uma representação fiel das componentes de fase e quadratura do sinal original. Na equação 3.9 é descrito o filtro polifásico decimador a implementar. O filtro passa-baixo $H(z)$, é responsável por eliminar a réplica no espectro de 80kHz gerada pelo desmodulador. No entanto,

a frequência de corte terá de ser bastante mais baixa com o objectivo de eliminar o *aliasing* da decimação. O filtro passa-baixo, seguido do decimador pode ser colocado na sua forma polifásica com a decimação passada para antes dos blocos de filtragem, em analogia com o que foi feito para um factor de decimação $D = 2$, ver figura 3.8 alínea d) [25].

D	f_{sD}	$f_{sD} > 2B_d$
16	10kHz	sim
32	5kHz	sim
64	2.5kHz	não
128	1.25kHz	não
256	0.625kHz	não

Tabela 3.1: Escolha do factor de decimação.

$$H(z) = \sum_{m=0}^{D-1} H_m(z^D) \cdot z^{-m} \quad (3.9)$$

Os filtros $H_m(z)$ resultam do desdobramento do filtro $H(z)$ em 32 filtros distintos, como é ilustrado pela equação 3.10. Como $H(z)$ apresenta 256 coeficientes e o factor de decimação é $D = 32$, temos que cada filtro $H_m(z)$ apresenta $\frac{N}{D} = 8$ coeficientes, como está representado na equação 3.10.

$$H_m(k) = H(kD + m), \quad \text{com } k = 0, 1, \dots, 7 \quad \text{e } m = 0, 1, \dots, 31 \quad (3.10)$$

Partindo da equação 3.10, e fazendo variar m e k obtemos os 32 filtros distintos, $H_m(k)$, cujos coeficientes são apresentados em seguida:

$$\begin{aligned}
 h_0 &= [h(0) \quad h(32) \quad h(64) \quad h(96) \quad h(128) \quad h(160) \quad h(192) \quad h(224)] \\
 h_1 &= [h(1) \quad h(33) \quad h(65) \quad h(97) \quad h(129) \quad h(161) \quad h(193) \quad h(225)] \\
 h_2 &= [h(2) \quad h(34) \quad h(66) \quad h(98) \quad h(130) \quad h(162) \quad h(194) \quad h(226)] \\
 &\dots \\
 &\dots \\
 h_{31} &= [h(31) \quad h(63) \quad h(95) \quad h(127) \quad h(159) \quad h(191) \quad h(223) \quad h(255)]
 \end{aligned} \quad (3.11)$$

Neste caso para $N = 256$, temos 32 fases distintas (φ_m) à saída do filtro polifásico. Na equação 3.12, está representada a generalização da equação de saída para todas as 32 fases do sistema.

$$\begin{aligned}\varphi_m(n) &= \sum_{k=0}^{\frac{N}{D}-1} H_m(k) \cdot x_d(n - kD - m), \quad m = 0, 1, \dots, 30, 31 \\ &= \sum_{k=0}^{\frac{N}{D}-1} H(kD + m) \cdot x_d(n - kD - m), \quad m = 0, 1, \dots, 30, 31\end{aligned}\quad (3.12)$$

Para recuperar as componentes em fase e quadratura, é necessário somar todas as saídas (φ_m) pares para obter a saída em fase - Y_I , e somar todas as saídas (φ_m) ímpares para obter a saída em quadratura - Y_Q . As equações 3.13 e 3.14 representam a recuperação das duas componentes, sendo mostrado na figura 3.12 o resultado da recuperação para o caso do sinal de entrada ser um *chirp* com as características definidas anteriormente.

$$\begin{aligned}Y_I(n) &= \sum_{m=0}^{\frac{D}{2}-1} \varphi_{2m}(n) \quad \text{com } D = 32 \\ &= \varphi_0(n) + \varphi_2(n) + \dots + \varphi_{30}(n)\end{aligned}\quad (3.13)$$

$$\begin{aligned}Y_Q(n) &= \sum_{m=0}^{\frac{D}{2}-1} \varphi_{2m+1}(n) \quad \text{com } D = 32 \\ &= \varphi_1(n) + \varphi_3(n) + \dots + \varphi_{31}(n)\end{aligned}\quad (3.14)$$

Como o factor de decimação é par ($D = 32$), é possível decompor os decimadores na estrutura do filtro polifásico, como se pode observar na figura 3.11, os elementos que necessitam de maior poder de cálculo são os filtros. Com esta simplificação, fazendo a analogia com as simplificações efectuadas para $D = 2$, ver figura 3.8, os filtros ficam a operar a um ritmo 32 vezes inferior. As amostras têm um ritmo de chegada (x_n) de 160kHz e um ritmo de saída de 5kHz, o que permite que o número de operações que um processo de filtragem necessita, seja 32 vezes inferior [21, 22, 23].

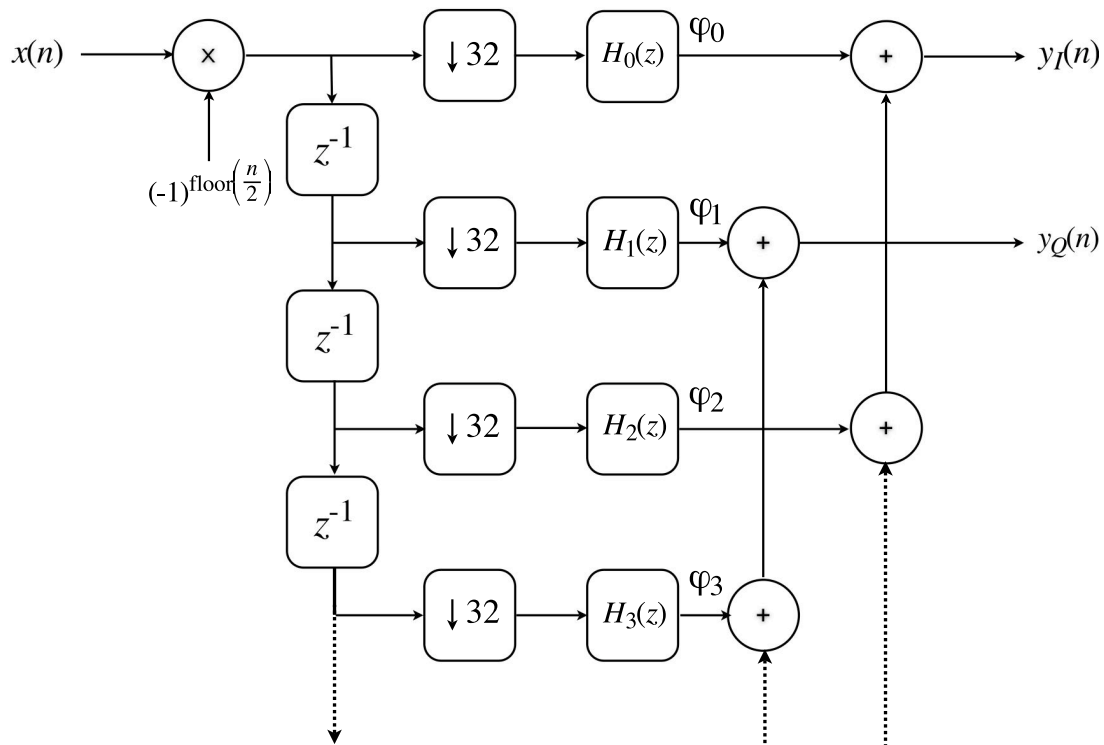


Figura 3.11: Conversor de banda base implementado de um modo eficiente, baseado na implementação simplificada do filtro polifásico (ver alínea *d*) da figura 3.8). Como se pode observar os decimadores são passados para antes dos filtros, o que faz com que os filtros $H_m(z)$ operem a uma ritmo 32 vezes inferior, resultando assim num número menor de operações para a obtenção do mesmo resultado para as saídas em fase e quadratura.

3.2.2 Filtragem óptima complexa

A implementação do filtro complexo é baseada no produto matemático de dois números complexos, uma vez que o sinal a filtrar é do tipo complexo (apresenta componentes em fase e quadratura), estando os coeficientes do filtro óptimo também no domínio complexo. Seja $h = a + jb$ e $x = c + jd$, dois números complexos, temos que o produto dos mesmos é dado pela equação 3.15.

$$\begin{aligned}
 h \cdot x &= (a + jb) \cdot (c + jd) \\
 &= ac - bd + j(ad + bc)
 \end{aligned}
 \tag{3.15}$$

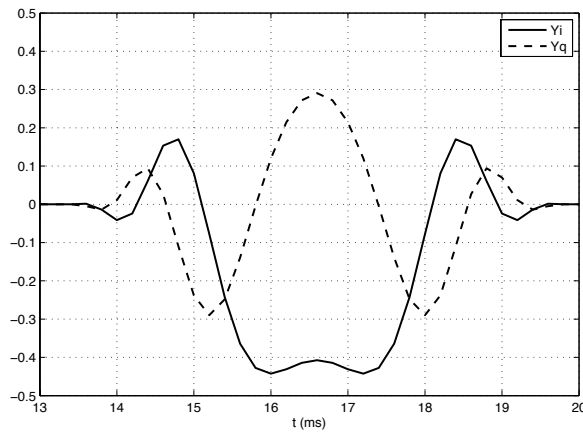


Figura 3.12: Componentes em fase e quadratura após o filtro polifásico, quando a entrada é o *chirp* mostrado na figura 3.2.

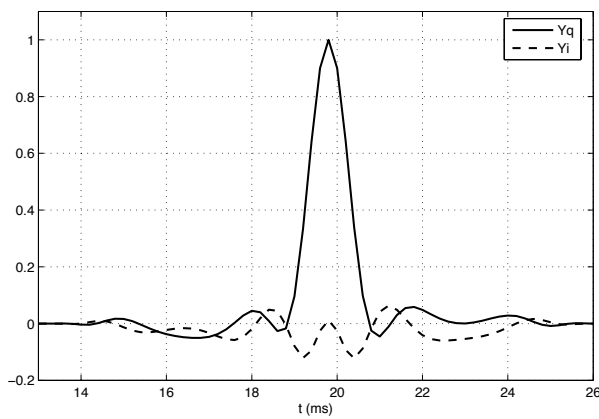


Figura 3.13: Componentes em fase e quadratura à saída do correlador complexo quando a entrada é o sinal mostrado na figura 3.12.

O filtro óptimo complexo $c(n)$ é dado pela equação 3.16 que implementa um filtro FIR, onde h_c representa os coeficientes complexos do filtro, e x_c as componentes em fase e quadratura do sinal de entrada do filtro que equivalem a uma representação complexa do sinal de entrada.

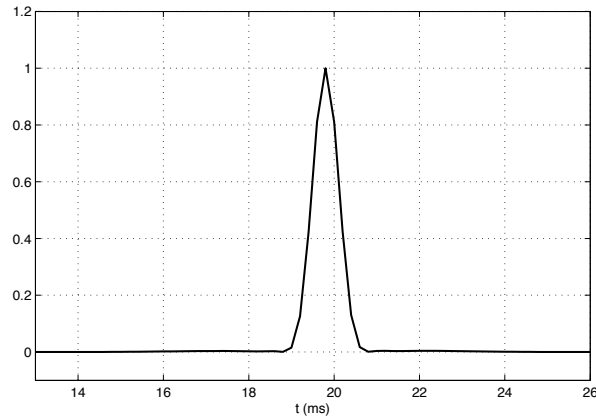


Figura 3.14: Módulo do produto das componentes em fase e quadratura, à saída do correlador complexo quando a entrada é o sinal mostrado na figura 3.13

$$c(n) = \sum_{k=0}^{D-1} h_c(k) \cdot x_c(n - k) \quad (3.16)$$

Partindo da equação 3.16, e desdobrando o produto de dois sinais complexos como é efectuado na equação 3.15, obtemos o resultado dado pela equação 3.17.

$$\begin{aligned} c(n) &= \sum_{k=0}^{D-1} [h_I(k) + jh_Q(k)][x_I(n - k) + jx_Q(n - k)] \\ &= \sum_{k=0}^{D-1} \left[h_I(k)x_I(n - k) - h_Q(k)x_Q(n - k) + j[h_I(k)x_Q(n - k) + h_Q(k)x_I(n - k)] \right] \\ &= \sum_{k=0}^{D-1} h_I(k)x_I(n - k) - \sum_{k=0}^{D-1} h_Q(k)x_Q(n - k) + j \left[\sum_{k=0}^{D-1} h_I(k)x_Q(n - k) + \sum_{k=0}^{D-1} h_Q(k)x_I(n - k) \right] \end{aligned} \quad (3.17)$$

O sinal de saída do filtro óptimo complexo $c(n)$, descrito anteriormente é mostrado na figura 3.13. Em seguida é calculado o módulo do produto deste sinal, como está representado na figura 3.14 sendo este usado depois, pelo detector de pico para calcular a distância ao obstáculo.

3.2.3 Interpolação quadrática

Para calcular o tempo de voo, é necessário obter o instante em que ocorre o pico do sinal obtido à saída do correlador complexo, ver figura 3.14. Como este sinal se encontra decimado por um factor de $D = 32$, é indispensável recorrer a interpolação quadrática para estimar o instante de tempo em que ocorre o pico com mais precisão.

Para que uma recta fique definida de forma inequívoca bastam dois pontos distintos. No entanto, no caso da parábola são necessários três. O polinómio de interpolação de grau $N - 1$ através de N pontos $y_1 = p(t_1)$, $y_2 = p(t_2) \dots y_n = p(t_n)$ é dado explicitamente na forma clássica de Lagrange, apresentada em seguida através da equação 3.18 [26].

$$\begin{aligned}
 p(t) = & \frac{(t - t_2)(t - t_3) \dots (t - t_N)}{(t_1 - t_2)(t_1 - t_3) \dots (t_1 - t_N)} y_1 + \\
 & + \frac{(t - t_1)(t - t_3) \dots (t - t_N)}{(t_2 - t_1)(t_2 - t_3) \dots (t_2 - t_N)} y_2 + \dots + \\
 & + \frac{(t - t_1)(t - t_2) \dots (t - t_{N-1})}{(t_N - t_1)(t_N - t_2) \dots (t_N - t_{N-1})} y_N
 \end{aligned}
 \tag{3.18}$$

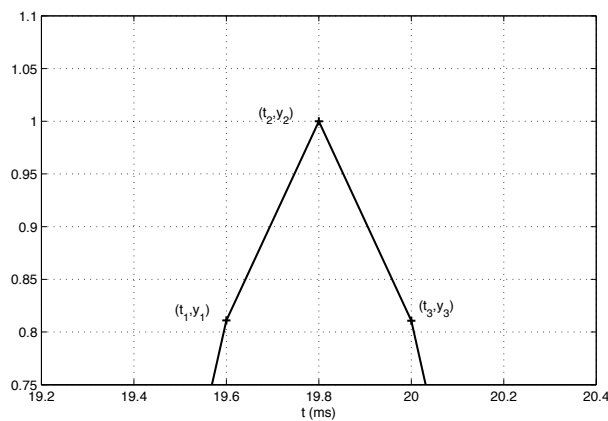


Figura 3.15: Pico a interpolar. Zoom do pico do sinal da figura 3.14

Depois de detectado o máximo do sinal decimado, ver figura 3.15, efectua-se a interpolação quadrática local através de dois pontos adjacentes, o anterior e o seguinte. A aplicação directa da fórmula de Lagrange aproxima uma função quadrática que contém os três pontos em questão.

Como o que se pretende encontrar é o máximo do polinómio, deriva-se intrinsecamente e efectua-se o cálculo do polinómio derivado, poupando assim tempo de computação desnecessário. Neste caso para três pontos, $y_1 = f(t_1)$, $y_2 = f(t_2)$ e $y_3 = f(t_3)$, e considerando y_2 o máximo local temos:

$$p(t) = \frac{(t-t_2)(t-t_3)}{(t_1-t_2)(t_1-t_3)}y_1 + \frac{(t-t_1)(t-t_3)}{(t_2-t_1)(t_2-t_3)}y_2 + \frac{(t-t_1)(t-t_2)}{(t_3-t_1)(t_3-t_2)}y_3 \quad (3.19)$$

Sejam

$$\begin{aligned} k_1 &= \frac{y_1}{(t_1-t_2)(t_1-t_3)} \\ k_2 &= \frac{y_2}{(t_2-t_1)(t_2-t_3)} \\ k_3 &= \frac{y_3}{(t_3-t_1)(t_3-t_2)} \end{aligned} \quad (3.20)$$

temos que,

$$p(t) = (t-t_2)(t-t_3)k_1 + (t-t_1)(t-t_3)k_2 + (t-t_1)(t-t_2)k_3 \quad (3.21)$$

Sendo a derivada de $p(t)$ em ordem a t ,

$$\dot{p}(t) = (2t-t_2-t_3)k_1 + (2t-t_1-t_3)k_2 + (2t-t_1-t_2)k_3 \quad (3.22)$$

Sabendo que estamos perante um máximo para $\dot{p}(t) = 0$, temos que

$$0 = 2t(k_1 + k_2 + k_3) - t_3(k_1 + k_2) - t_2(k_1 + k_3) - t_1(k_2 + k_3) \quad (3.23)$$

$$t = \frac{t_3(t_1 + t_2) + t_2(k_1 + k_3) + t_1(k_2 + k_3)}{2(k_1 + k_2 + k_3)} \quad (3.24)$$

No sistema embutido a implementar é utilizada a equação 3.24, em que t é o instante de tempo que representa o máximo estimado por aproximação a um polinómio de segundo grau. A implementação é directa uma vez que os k_i e os t_i , com $i = 1, 2, 3$ são constantes que podem ser calculadas previamente ao processo de interpolação.

Finalmente para calcular a distância ao obstáculo (d_{ob}), partindo da equação 3.1, assumindo que o observador e o obstáculo não se movem e tendo em conta que estamos a medir o tempo de voo de ida do sinal e volta do respectivo eco reflectido no obstáculo, chegamos à distância do obstáculo através da equação

$$d_{ob} = \frac{ct}{2} \quad (3.25)$$

onde c é a velocidade do som e t é o instante em que é detectado o pico após interpolação.

3.3 Estimação da posição de obstáculos

A localização de obstáculos consiste em estimar a posição do obstáculo via triangulação, neste caso através das distâncias calculadas ao obstáculo individualmente para cada cada sensor do *array* utilizado [27].

Como vem descrito em [27], o problema pode ser resolvido através da regressão linear de várias medidas consecutivas do *array* de sensores utilizado. Considerando uma temperatura de 22° , e partindo de uma velocidade do som $c = 344m/s$, a distância do obstáculo a cada um dos sensores é dada pela equação:

$$d_i^2 = (x_i - x_{ob})^2 + (y_i - y_{ob})^2 \quad \text{com } i = 0, 1, 2, 3 \dots \quad (3.26)$$

representando o índice i - cada um dos transdutores receptores de US usados, podemos estimar as coordenadas (x_{ob}, y_{ob}) do obstáculo a localizar. Como se pode observar na figura 3.16, a coordenada y para todos os sensores é zero, o que simplifica a equação 3.26 e pode ser reescrita sob a forma da equação 3.27.

$$d_i^2 = (x_i - x_o)^2 + y_{ob}^2 \quad (3.27)$$

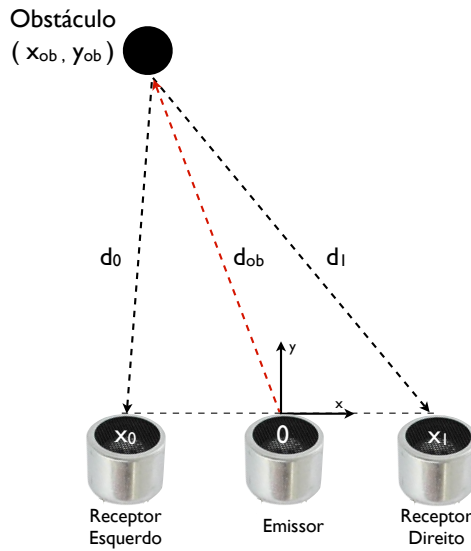


Figura 3.16: Esquema da disposição dos sensores sob a forma de array.

Para *arrays* com mais elementos é possível uma melhoria da estimativa, uma vez que estamos a aumentar a diversidade espacial das amostras. Na situação implementada, com um *array* baseado em dois receptores de US, temos que as coordenadas x , dos dois sensores usados são dadas por 3.28, onde as distâncias estão em metros.

$$x_0 = -0.1 \quad e \quad x_1 = 0.1 \quad (3.28)$$

Em seguida estão representadas as equações de distância resultantes,

$$\begin{aligned} d_0^2 &= (x_0 - x_{ob})^2 + y_{ob}^2 \\ d_1^2 &= (x_1 - x_{ob})^2 + y_{ob}^2 \end{aligned} \quad (3.29)$$

Subtraindo ambas as equações de 3.29, obtemos a seguinte equação diferença,

$$d_1^2 - d_0^2 = x_1^2 - x_0^2 - (2x_1 - 2x_0) x_{ob} \quad (3.30)$$

Rearranjando a equação anterior, e resolvendo-a em ordem a x_{ob} , temos a seguinte equação solução,

$$x_{ob} = \frac{1}{2} \cdot \frac{d_1^2 - d_0^2 - x_1^2 + x_0^2}{x_0 - x_1} \quad (3.31)$$

onde d_0 e d_1 são as medidas calculadas previamente, e x_0 e x_1 são as coordenadas das posições relativas transdutores receptores ao emissor(origem).

Para o cálculo da outra coordenada cartesiana efectua-se a operação dada pela equação 3.32, com base no teorema de pitágoras, e com uma aproximação relevante. O cálculo de d_{ob} resulta da média aritmética das distâncias medidas, se considerarmos $d_{ob} \gg |x_1 - x_0|$.

$$y_{ob} = \sqrt{d_{ob}^2 - x_{ob}^2}, \quad \text{com } d_{ob} \gg |x_1 - x_0| \quad (3.32)$$

3.4 Espacialização de um som monofónico via HRTF's

Obtida a localização de um obstáculo em coordenadas cartesianas (x_{ob}, y_{ob}) , pretende-se agora espacializar um som monofónico no local onde foi detectado o obstáculo, com o objectivo de fornecer informação de ângulo e distância ao ouvinte através do posicionamento virtual da fonte sonora no espaço. A espacialização de um som significa colocar virtualmente no espaço tridimensional a fonte sonora numa posição específica em relação à cabeça do ouvinte. Este processo consiste na transformação do sinal monofónico em questão, num sinal binaural que será posteriormente transmitido ao sistema auditivo, através de uns auscultadores. Neste caso a espacialização vai ser resumida a um plano 2D, uma vez que para a aplicação em questão, o interesse da localização dos obstáculos se fará num plano 2D, mais propriamente no plano XY com elevação 0° .

A identificação da posição de uma fonte sonora é feita pelo ser humano a partir de vários mecanismos. Os principais são a ILD⁴ e ITD⁵, estando associadas às diferenças de energia e de tempo de chegada do sinal sonoro ao ouvido [28]. Outro aspecto relevante na localização da fonte sonora é o formato e o tamanho das estruturas anatômicas que circundam o canal auditivo, como a cabeça, as orelhas e os ombros. As várias dobras existentes na orelha modificam as frequências que compõem um som, reforçando algumas, enfraquecendo outras, dependendo da posição de onde provem o som, relativamente à cabeça do indivíduo. Estas transformações sofridas pelo som, até chegar ao nervo auditivo são conhecidas como HRTFs⁶ [29, 30].

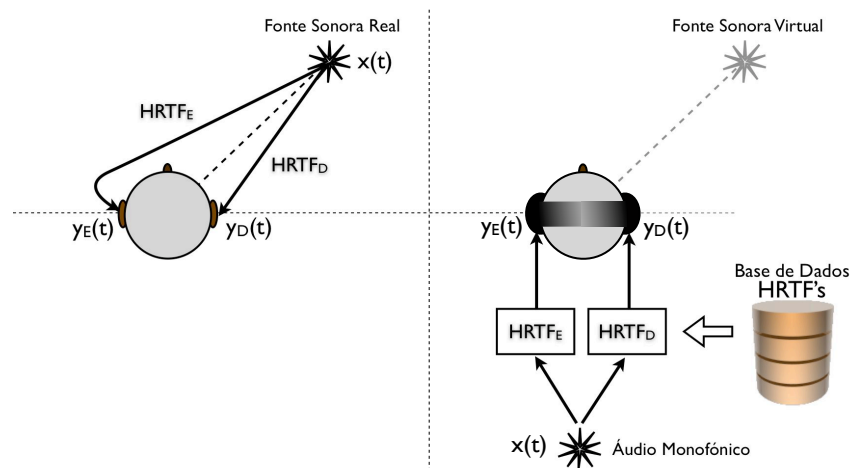


Figura 3.17: Esquema representativo da localização de fontes sonoras, e espacialização equivalente via HRTF's. Neste caso, $HRTF_E$ e $HRTF_D$, representam os filtros correspondentes ao azimuth e elevação pretendida.

Na figura 3.17 está exemplificado o caso de localização de uma fonte sonora real através do sistema auditivo e o funcionamento do processo de espacialização com HRTF's. Este método utiliza filtros HRTF distintos, quando se pretende alterar a posição do obstáculo no espaço. Um modo de agilizar o acesso aos coeficientes dos filtros HRTF é utilizar uma estrutura em memória com os coeficientes de ambos os filtros para cada azimuth⁷. Assim para cada posição (x_{ob}, y_{ob})

⁴ Interaural Level Difference, representa a diferença de amplitudes do sinal sonoro medido nos dois ouvidos do indivíduo.

⁵ Interaural Time Difference, representa a diferença no tempo de chegada do sinal sonoro aos ouvidos do indivíduo

⁶ Head Related Transfer Functions ou Funções de Transferência em Relação à Cabeça.

⁷ Direcção, geralmente medida em graus, definida relativamente a um ponto de referência, neste caso a direcção para onde o *array* se encontra orientado.

de um obstáculo, basta calcular o azimute θ , como na equação 3.33. Sabendo o azimute pode-se seleccionar o par de filtros HRTF, relativos a essa posição e gerar o sinal auditivo binaural através da operação de filtragem descrita na equação 3.34.

$$\theta = \arctan \frac{y_{ob}}{x_{ob}} \quad (3.33)$$

$$y_E(n) = \sum_{k=0}^{N-1} HRTF_E(k, \theta) \cdot x(n - k)$$

$$y_D(n) = \sum_{k=0}^{N-1} HRTF_D(k, \theta) \cdot x(n - k) \quad (3.34)$$

Em 1995, o MIT Media Lab desenvolveu o projeto KEMAR⁸, que consiste num manequim que representa o torso de um humano à escala, e que foi usado para a extração das HRTF's para um ambiente 3D, onde foram feitas 710 medições⁹ no ambiente tridimensional circundante.

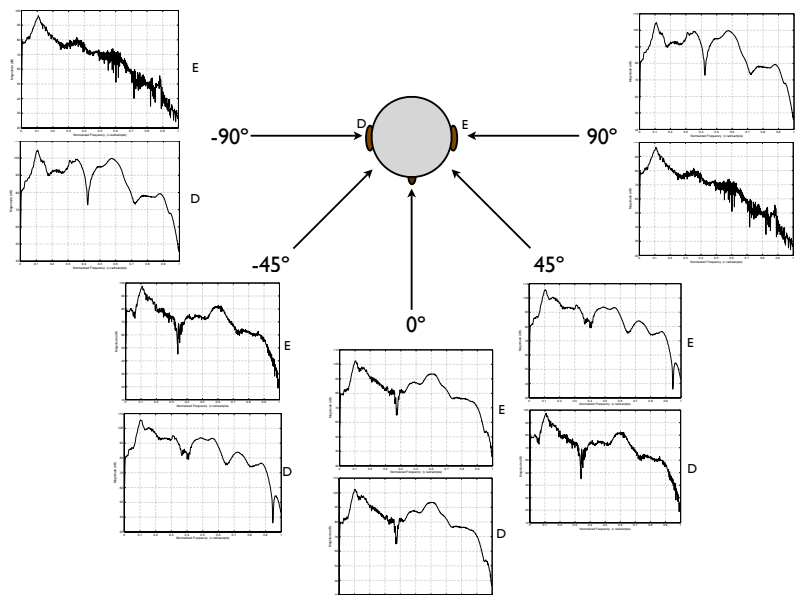


Figura 3.18: Resposta em frequência dos filtros que implementam as HRTF's, no plano cuja elevação é zero, para os azimutes, -90° , -45° , 0° , 45° e 90° .

A implementação 2D foi feita para o plano cuja elevação é zero, com o objectivo de tirar al-

⁸ Knowles Electronic Manikin for Acoustic Research

⁹ Estas medidas estão disponíveis para download em , <http://sound.media.mit.edu/KEMAR.html>

gumas conclusões da respectiva interacção com um possível utilizador. As HRTF's disponíveis, cobrem o plano nos 360° circundantes e tendo em conta que a base de dados do projecto KEMAR tem uma resolução espacial de 5°, o que resulta em 72 pares de filtros ($\frac{360^\circ}{5^\circ}$) para cobrir os 360°. Como neste protótipo só se pretende cobrir a zona para à frente de onde se encontram os sensores, foi limitada a zona da simulação entre -90° e 90°, onde foram usados um total de 36 pares de filtros, representando cada par, dois filtros, um com a HRTF de cada ouvido, como se pode observar na figura 3.18.

3.5 Projecto de Software

O diagrama de fluxo simplificado do software desenvolvido para o Método Indirecto pode ser analisado na figura 3.19. Como se pode observar o processamento inicia-se sempre que chega uma nova amostra através de uma interrupção cujo período é $6,25\mu s$. Após o lançamento da rotina de serviço à interrupção, são lidas as amostras da ADC do F2812 e é efectuado o processamento relativo à conversão para banda base.

O filtro polifásico é implementado na rotina de serviço à interrupção. Nesta rotina para cada amostra adquirida é efectuada a sua desmodulação, e em seguida a respectiva filtragem polifásica para todas as fases do filtro. O ritmo de saída do filtro polifásico tem um período D vezes maior que o período da rotina de serviço à interrupção, ou seja para cada D amostras adquiridas tem uma amostra à saída do filtro polifásico disponível. Em seguida é descrito o diagrama de fluxo do filtro polifásico que se encontra dentro da Rotina de Serviço à Interrupção, apenas para um canal de entrada, uma vez que para os outros n canais o código é análogo.

3.6 Sumário

Neste capítulo foi descrita a implementação detalhada do Método Indirecto de localização de obstáculos. Este método baseia-se num *array* de sensores para implementar um localizador de obstáculos baseado em US. A posição do obstáculo é estimada posteriormente, sendo de seguida usada para efectuar a espacialização auditiva, via HRTF's, num som monofónico previamente gravado.

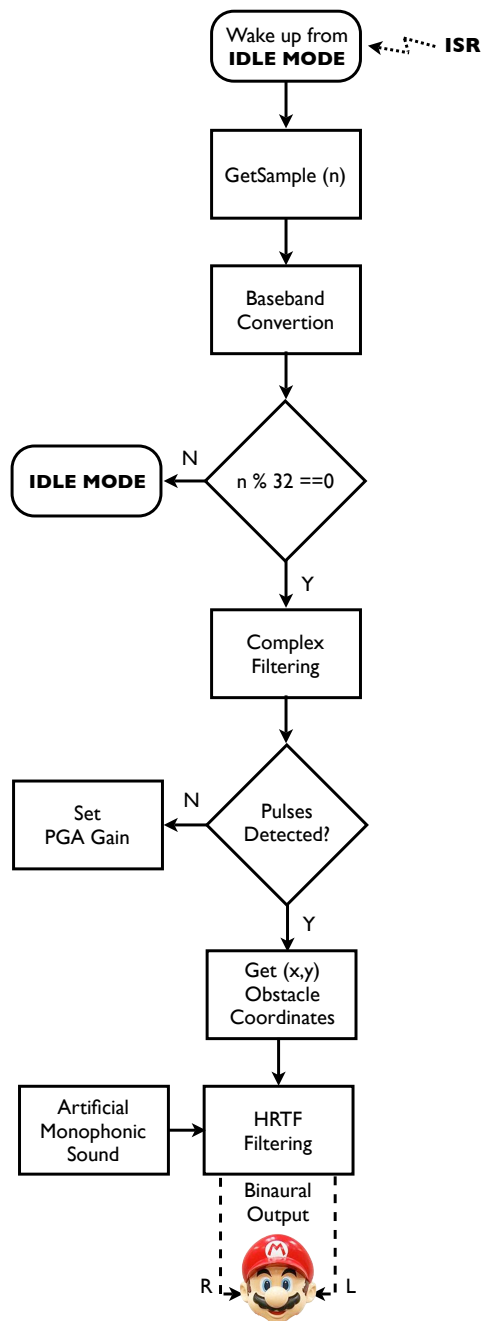


Figura 3.19: Diagrama de fluxo do software desenvolvido para a versão do localizador via HRTF's.

Capítulo 4

Localização de obstáculos através do Método Directo

4.1 Introdução

Neste capítulo é descrito em pormenor o método de substituição sensorial que deu origem ao Método Directo. Este método, ver figura 4.1, parte da utilização de um sistema binaural para emissão/recepção dos sinais de US. Um sistema binaural baseia-se no sistema de audição humana e no modo como este é usado para detectar a direcção de uma fonte sonora. Os ecos recebidos são transpostos para a gama do audível, o que os torna passíveis de serem ouvidos pelo utilizador através da utilização de uns auscultadores. Um dos requisitos que se cumpriu, foi o de garantir que o sistema detecta apenas obstáculos a menos de 5m, sendo esta distância reduzida, no caso de se pretender aumentar o ritmo de pulsos US emitidos.

O sistema é de implementação simples quando comparado com o Método Indirecto, e pode-se dividir em dois módulos base, o sistema binaural e o módulo de *interface* auditiva. O sistema auditivo do indivíduo é o responsável pela extracção de informação dos ecos, depois de transpostos para sinais de áudio.

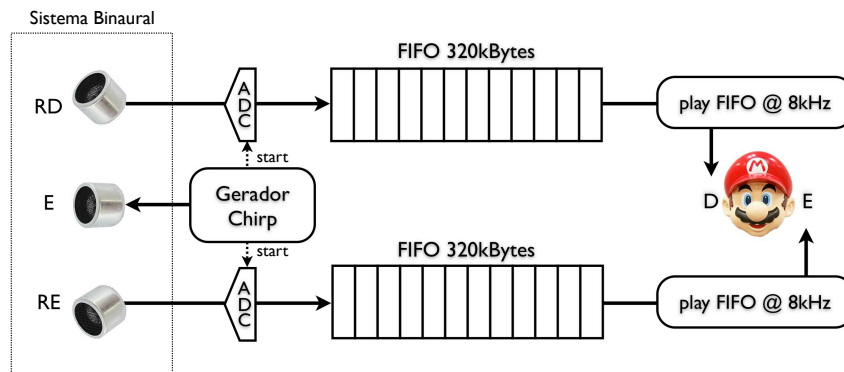


Figura 4.1: Método Directo - baseado num sistema de aquisição dos ecos ultra-sónicos binaural.

4.2 Localização binaural

A capacidade de uma pessoa localizar uma fonte sonora, surge da análise das características do som pelo cérebro. As principais características presentes neste processo estão directamente relacionada com as diferenças percebidas no som captado pelos dois ouvidos. Outras características importantes estão associadas às interações entre as ondas sonoras e o corpo do indivíduo, nomeadamente a cabeça e ombros. A propagação do som no espaço demora tempo, e depende directamente da posição da fonte sonora relativamente à cabeça. No sistema de audição humano a ILD e a ITD são de elevada importância na localização de fontes sonoras no plano com elevação zero [28, 31].

Na figura 4.2, é descrito este processo, podendo-se fazer a analogia do que se pretende implementar, neste caso a ponteira binaural. Quando o indivíduo está em repouso relativamente ao obstáculo, este pode ser visto como uma fonte sonora a partir do momento em que emite um eco em direcção ao indivíduo, observando-se uma diferença nas amplitudes dos ecos nos dois ouvidos - ILD¹. Quando o indivíduo faz uma rotação da cabeça de 30° para a esquerda, se a fonte se mantiver na mesma posição relativamente ao indivíduo, podemos observar um desfasamento na chegada dos ecos, com o avanço do eco que chega ao ouvido esquerdo e o atraso do eco que chega ao ouvido direito - ITD².

Numa abordagem teórica, se a cabeça for uma superfície esférica uniforme, como represen-

¹ ILD, resulta do bloqueio acústico que a cabeça faz na propagação do sinal em direcção ao ouvido oposto, especialmente para as frequências mais elevadas

² ITD, resulta do atraso que o sinal acústico apresenta ao chegar ao ouvido mais distante.

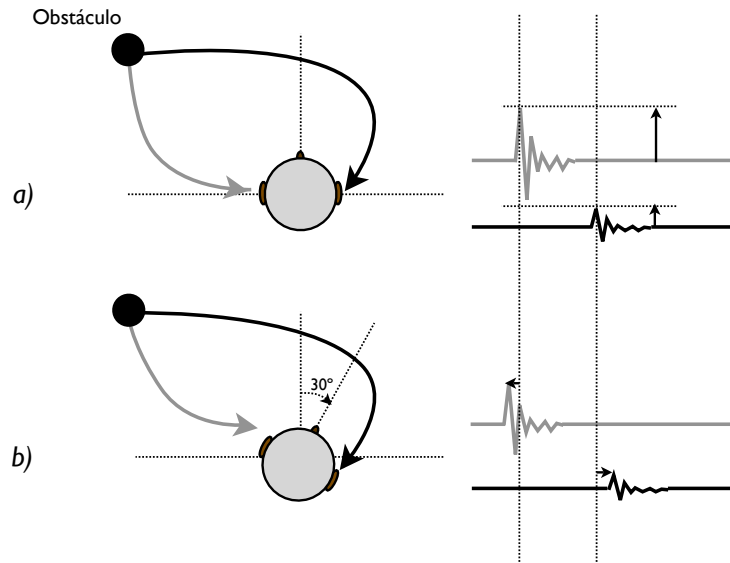


Figura 4.2: Variação de amplitude e de fase nos ouvidos, dependendo da orientação relativa da cabeça em relação ao obstáculo. a) Exemplo de variação de amplitude - ILD. b) Exemplo de variação no tempo de chegada dos ecos - ITD.

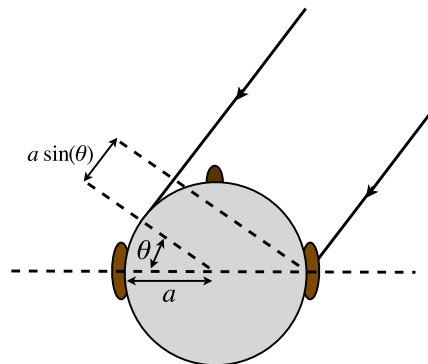


Figura 4.3: Representação do sistema Binaural auditivo dos humanos.

tado na figura 4.3, a ITD produzida por uma fonte sonora que chega de um azimute de θ radianos pode ser aproximadamente descrita, usando a teoria da difracção dada pela equação 4.1, para frequências abaixo dos 1500Hz. Nesta equação, a representa o raio da cabeça e c representa a velocidade do som [32, 33, 34, 28].

$$ITD = \frac{a}{c} 2 \sin(\theta) \quad (4.1)$$

Os humanos são extremamente sensíveis a pequenas diferenças da ITD e ILD. Para sinais de baixa frequência por exemplo, a diferença mínima perceptível para a ITD é da ordem dos $10\mu s$, e a correspondente para a ILD é na ordem de 1dB [28]. Da equação 4.1, obtém-se o gráfico da figura 4.4, o qual representa a ITD, para frequências abaixo dos 1500Hz, numa variação dos 0° aos 180° . O sistema binaural dos humanos é completamente insensível à ITD para estímulos acima dos 1.5kHz, sendo a diferença máxima perceptível para a ITD, para uma cabeça de um humano de aproximadamente $580\mu s$. [32, 33]

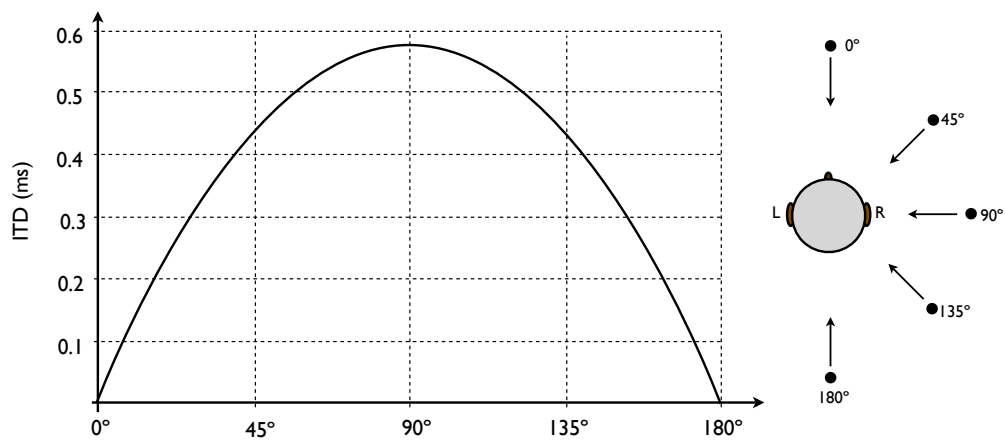


Figura 4.4: Variação da ITD com o azimute para frequências inferiores a 1500Hz.

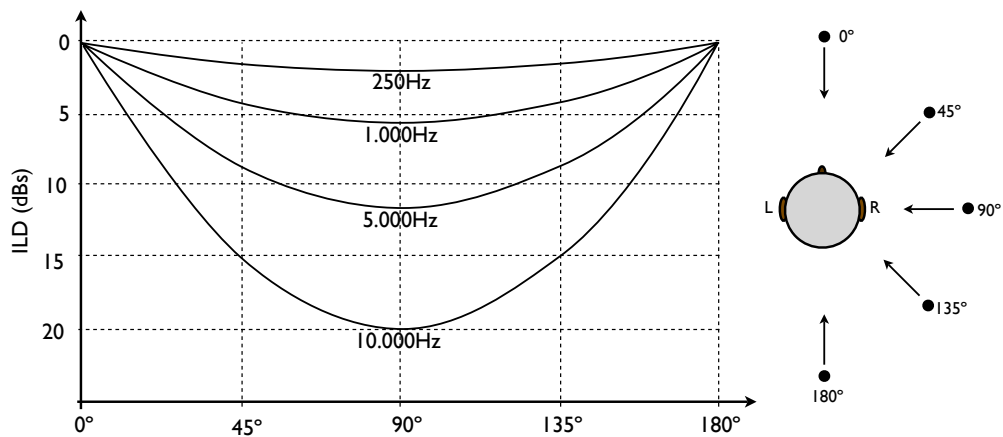


Figura 4.5: Variação da ILD com o azimute e a frequência.

Observando os gráficos das figuras 4.4 e 4.5 podemos perceber que o comportamento da ITD e da ILD são complementares, apresentando melhores resultados para diferentes frequências. Assim para frequências mais baixas - abaixo dos 1500Hz, a ITD é bastante importante na localização de fontes sonoras. Para frequências acima desse valor, a ILD ganha mais importância na localização de fontes sonoras. Na figura 4.5 pode-se observar a variação da ILD com a variação do azimute - entre os 0° aos 180°, para diferentes frequências. Quanto maior for a frequência maior é a ILD, o que resulta numa melhor capacidade de localização para frequências mais elevadas.

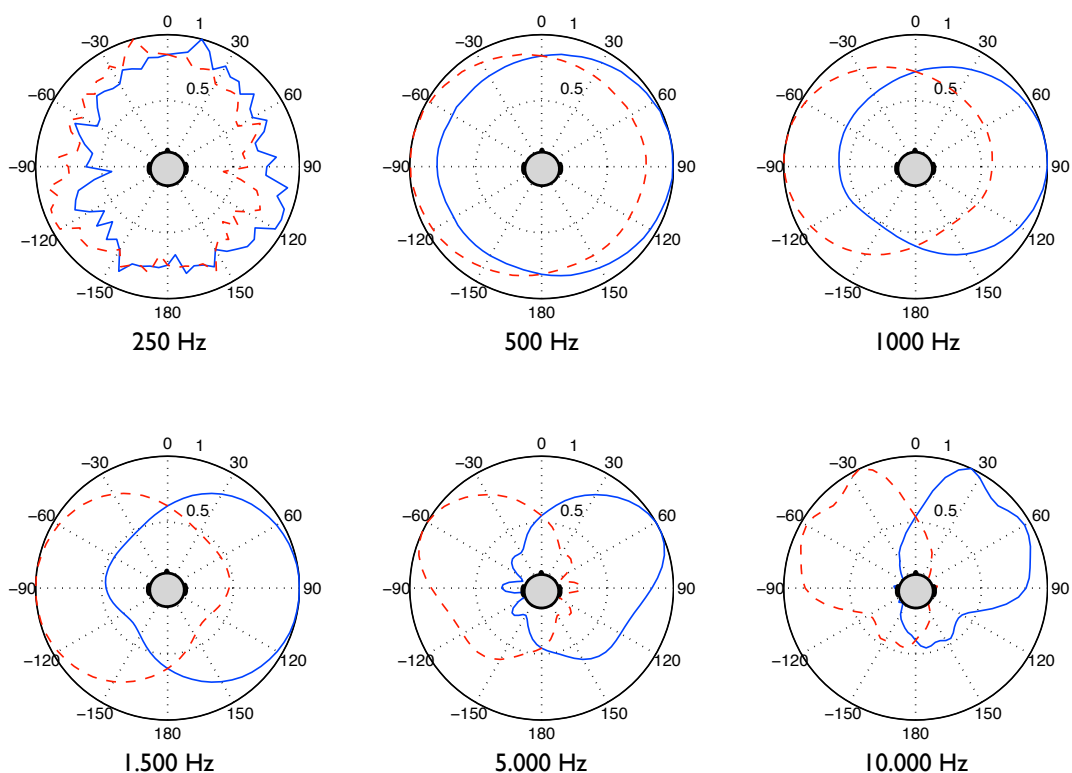


Figura 4.6: Diagramas de radiação do sistema binaural humano. A traço interrompido, ouvido esquerdo e traço contínuo o ouvido direito. Estes gráficos são baseados nos dados do projecto KEMAR extraídos de <http://sound.media.mit.edu/resources/KEMAR.html>

Na figura 4.6, estão representados os diagramas de radiação do sistema binaural humano para as frequências de, 250Hz, 500Hz, 1.000Hz, 1.500Hz, 5.000Hz e 10.000Hz. Podemos observar que a sensibilidade vai ficando mais direccional com o aumento da frequência. Relacionando esta direccionalidade com a ILD, podemos inferir que um sistema de localização que opere a frequências mais elevadas, usa maioritariamente a ILD para efectivamente localizar uma fonte sonora. Esta

conclusão é importante para a especificação da ponteira binaural que se pretende implementar, e que será especificada com mais pormenor em seguida.

4.2.1 Ponteira Binaural

Em analogia com o sistema de audição humano descrito anteriormente, foi implementada uma ponteira binaural ultra-sónica. A sua construção inspira-se no sistema de audição humano e pretende tirar partido da diferença de amplitude na chegada dos ecos ultra-sónicos aos sensores - o equivalente à ILD nos humanos, na localização de obstáculos. Na figura 4.6, para a frequência de 10.000Hz, o diagrama de radiação apresenta um elevado grau de direccionalidade entre os 30° e 60° , para ambos os ouvidos. Esta característica foi determinante para o posicionamento dos sensores de ultra-sons para formar a ponteira binaural. Como se pretende tirar partido apenas de ILD para efectuar a localização de obstáculos, optou-se por colocar os receptores de ultra-sons numa disposição ortogonal, entre si, como se pode observar na figura 4.7, e o emissor ao centro.

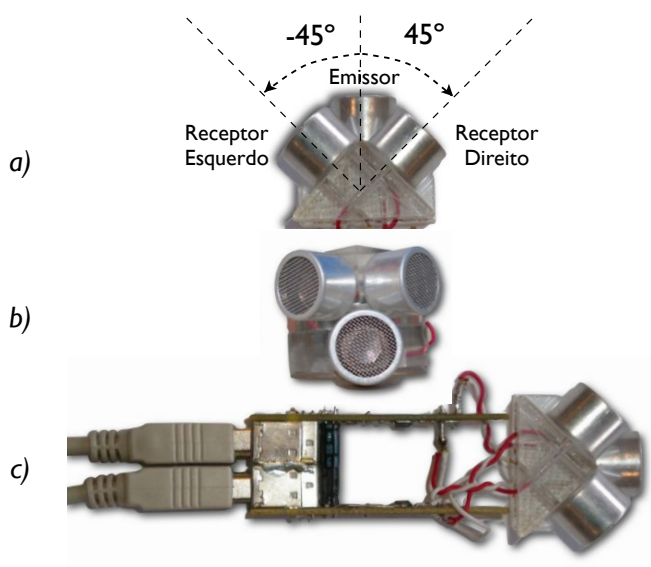


Figura 4.7: *a)* Esquema da disposição dos sensores sob a forma binaural. O ângulo entre os receptores é de 90° , como se pode observar. *b)* Vista de frente, em cima os receptores e em baixo o emissor de ultra-sons. *c)* Ponteira de mão completa, com sistema binaural implementado, vista de cima.

Quando o sistema está em funcionamento, através da ILD é possível perceber onde se encontra o obstáculo, no semi-plano esquerdo ou no semi-plano direito, relativamente ao eixo que é

definido pela normal ao emissor. O sinal de US emitido produz ecos nos obstáculos que encontra no caminho, que ao retornarem no sentido da fonte, são mais ou menos atenuados dependendo da direcção de proveniência do eco. Esta análise é feita tendo em conta o plano com elevação zero, podendo existir problemas com obstáculos existentes a outras elevações. No caso de limitarmos a observação ao plano horizontal, a diferença na intensidade sonora nos dois receptores está correlacionada com a direcção do obstáculo.

4.3 Substituição Sensorial Directa

Como foi descrito anteriormente, neste sistema binaural, a ILD nos sensores tem um elevado impacto na localização de obstáculos, para a gama de frequências utilizadas - dos 39 aos 41kHz. Partindo da vantagem que os seres humanos tem na localização de fontes sonoras no espaço tridimensional circundante, optou-se por devolver ao utilizador o eco do sinal US recebido mas transportando as frequências recebidas para a gama do audível.

4.3.1 Transpondo ultra-sons para a gama do audível

O sinal enviado pelo emissor de US foi um *chirp* com cerca de 10ms e os ecos recebidos foram amostrados a 160kHz, sendo a largura de banda dos 39 aos 41Khz, o que está muito acima da gama do audível. Nesta solução pretende-se transpor os ecos recebidos por ambos os receptores para uma zona do espectro audível aos humanos. A zona do espectro ideal seria para frequências acima dos 1500Hz, que representa a zona que tira mais partido da ILD. Optou-se por utilizar uma nova frequência de amostragem para a reprodução dos ecos recebidos, que ao mesmo tempo deslocasse o espectro para uma zona audível. Reproduzindo os ecos recebidos a 8kHz, ou seja, para uma frequência de amostragem 20 vezes inferior à utilizada para gerar os ultra-sons, resultou um sinal áudio com as características que se encontram na tabela 4.1.

Na terceira coluna da tabela 4.1, temos as características do sinal áudio ouvido pelos auscultadores. Este sinal apresenta agora uma componente espectral dentro da gama do audível, bem como um período humanamente perceptível. Para a distância a que se pretendem detectar obstáculos, permite uma taxa de sensivelmente 2 pulsos por segundo, uma vez que para 5m de distância o

Transposição Linear	Ultra-Sons - Antes	Áudio - Depois
Freq. Amostragem	160 kHz	8 kHz
Largura de Banda	39 a 41 kHz	1,95 a 2,05 kHz
Período do pulso	10 ms	200 ms
Tempo Ida e Volta para 5m	29 ms	580 ms

Tabela 4.1: Tabela de transposição Ultra-Sons/Sons.

tempo de reprodução correspondente ao tempo de ida e volta é de 580ms, ou seja pouco mais de meio segundo. Na implementação são emitidos dois pulsos por segundo, sendo sinalizado cada novo pulso com um sinal sintetizado que funciona como *trigger* de disparo, e serve para o utilizador sincronizar com os ecos recebidos e ouvidos, ver figura 4.8.

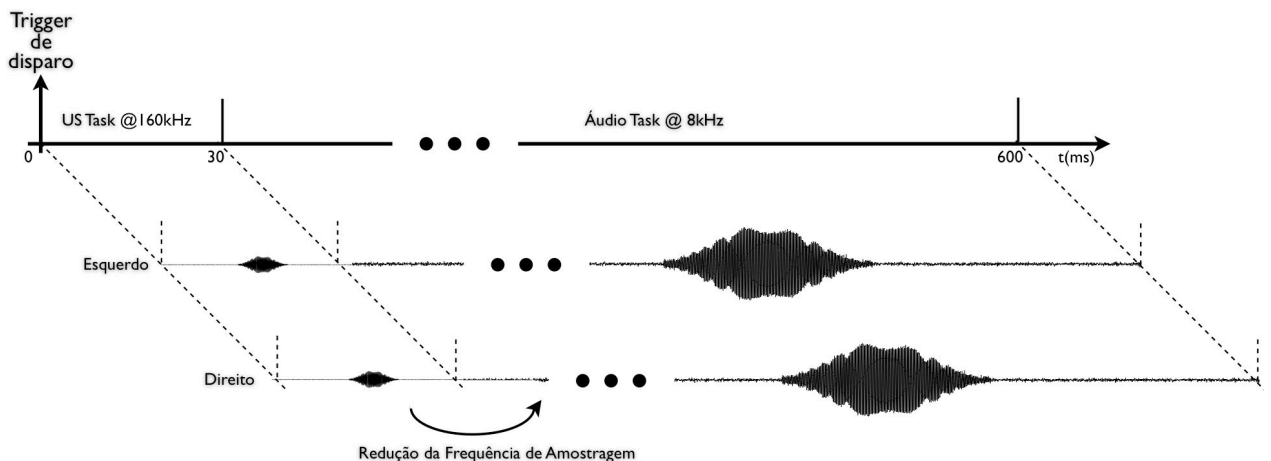


Figura 4.8: Diagrama temporal relativo às tarefas de Ultra-sons e Áudio.

O diagrama de fluxo simplificado do *software* desenvolvido para o localizador binaural pode ser observado na figura 4.9 . Neste caso o processamento inicia-se sempre que chega uma nova amostra através de uma interrupção cujo período é $6,25\mu s$. Após o lançamento da rotina de serviço à interrupção, são lidas as amostras da ADC do F2812 e, é efectuado o processamento relativo à conversão para banda base.

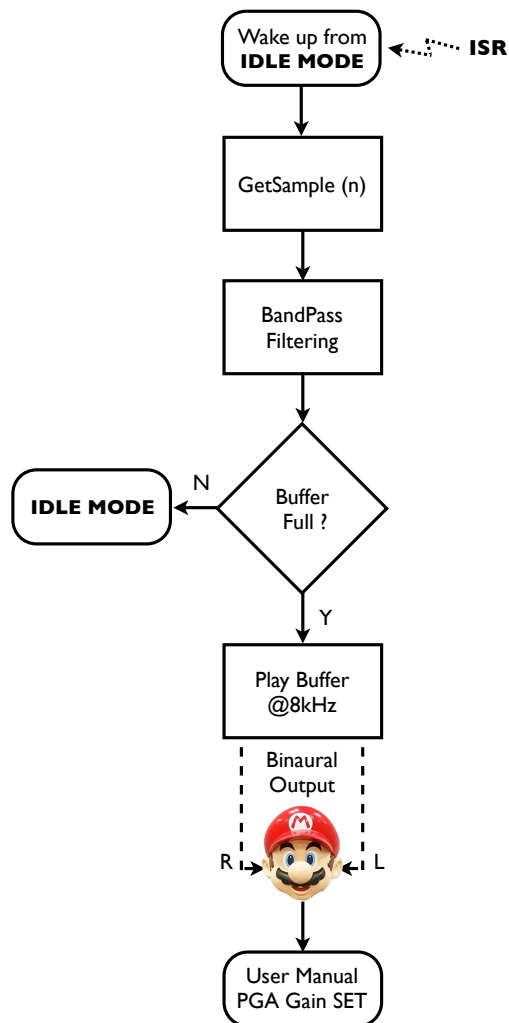


Figura 4.9: Diagrama de Fluxo do *software* desenvolvido para a versão do localizador binaural.

4.4 Sumário

Introduziu-se o sistema binaural de audição dos humanos e foi feita a analogia com a ponteira binaural implementada para a localização de obstáculos através de US. A *interface* com o utilizador é feita através de substituição sensorial no plano visão-audição, com recurso à transposição dos ecos recebidos para a gama do audível via auscultadores.

Capítulo 5

Concepção do Sistema Embutido

5.1 Introdução

Como se pretende implementar um sistema embutido, é necessário ter em atenção que os algoritmos desenvolvidos não poderão exceder o poder de cálculo do *hardware* utilizado. Como foi dito no capítulo anterior, os sinais utilizados são de banda estreita, mais precisamente sinais centrados em 40kHz com uma largura de banda de 2kHz. Pelo teorema de Nyquist, é necessário uma frequência de amostragem de, pelo menos, o dobro da frequência máxima que se pretende utilizar. Neste caso como temos um sinal com uma largura de banda dos 39 aos 41kHz, logo podemos inferir que a frequência de amostragem do sistema de localização terá de ser sempre superior 82kHz, o que é satisfeito, uma vez que a frequência de amostragem escolhida foi de 160kHz. Deste modo tira-se partido das simplificações necessárias na implementação do conversor de banda base, descrito no capítulo 3.

5.2 Caracterização dos transdutores de US usados

A câmara anecóica¹ disponível para os testes, ver figura 5.1, apresenta uma disposição que não permitiu colocar obstáculos no seu interior. Trata-se de uma câmara (*tapered chamber*) desen-

¹ do Departamento de Eléctronica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro

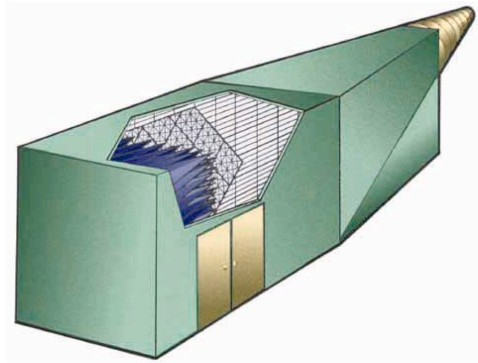


Figura 5.1: Câmara anecóica utilizada (tapered chamber).

volvida para o estudo de antenas, por isso apresenta uma forma de uma pirâmide deitada, tendo apenas uma zona acessível aos utilizadores. Assim para efectuar as medidas, foi simulado um obstáculo através de um eco activo, ou seja, o emissor foi colocado na posição do obstáculo. Esta configuração nada interfere com o cálculo do azimute, que está relacionado apenas com a diferença de tempo na chegada dos ecos ao *array*, e não depende da energia dos mesmos.

Para o sistema proposto optou-se por utilizar transdutores de US de baixo custo, apostando nas técnicas de processamento digital de sinal para a resolução dos problemas. Os sensores de US foram caracterizados realizando medidas na câmara anecóica, ver figura 5.2, com o objectivo de caracterizar os transdutores de US usados, no que diz respeito à largura de banda efectiva e respectivo diagrama de radiação.

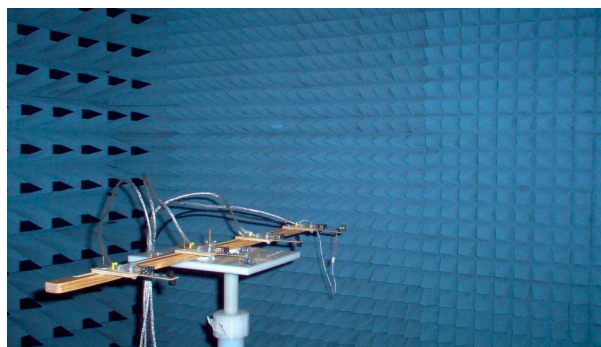


Figura 5.2: Experiência para caracterização dos sensores usados na câmara anecóica do Departamento de Electrónica e Informática da Universidade de Aveiro.

Dos testes efectuados na câmara anecóica, foram obtidos a resposta em frequência e o diagrama de radiação, para o par emissor-receptor de transdutores de US utilizados neste trabalho.

Da análise da resposta em frequência, ver figura 5.3, podemos observar a sua característica passa-banda em torno dos 40kHz e uma largura de banda de cerca de 2kHz.

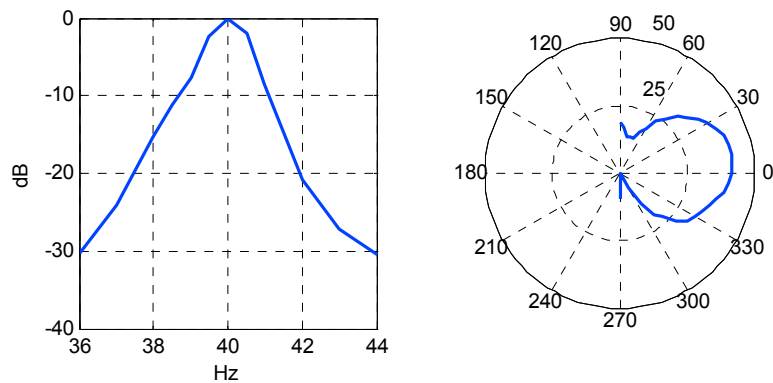


Figura 5.3: Resposta em frequência e diagrama de radiação do receptor, respectivamente. A resposta em frequência apresenta uma característica passa-banda em torno dos 40kHz e o diagrama de radiação uma abertura útil de $\pm 30^\circ$.

Na mesma figura à direita, temos o diagrama de radiação, onde se pode constatar que dispõe de uma abertura útil de cerca de $\pm 30^\circ$. Analisando a resposta em frequência obtida na figura 5.3, podemos observar a característica passa-banda dos transdutores. Foi a partir desta característica que foram projectados os filtros analógicos que implementam o módulo de aquisição e condicionamento dos sinais analógicos provenientes dos transdutores de US, como é descrito em seguida [35, 4, 21, 22, 23].

5.3 Desenvolvimento do Hardware

Se todo o processamento digital de sinal fosse efectuado à frequência de amostragem de 160kHz , o DSP 2812 não teria capacidade de processamento para calcular o tempo de voo para os dois canais do sistema. Devido a este motivo foi desenvolvido um conversor de banda-base que foi implementado directamente em *assembly*. O conversor de banda-base reduz o ritmo de amostras na saída devido à implementação do filtro polifásico decimador de modo eficiente. Neste caso, a

frequência de operação dos filtros é diminuída por um factor de $D = 32$ relativamente à frequência de amostragem utilizada. Numa arquitectura de tempo real, como é o caso desta aplicação, o processamento vital é feito na interrupção, ou seja para cada nova amostra adquirida, é efectuada a correspondente conversão para banda base ficando o restante processamento a ser efectuado em *background* sendo gerido por um escalonador de tarefas que é chamado após cada interrupção.

O hardware desenvolvido teve como objectivo o condicionamento dos sinais analógicos adquiridos através dos receptores de US para a amostragem da ADC do F2812, bem como o projecto de acoplamento da DAC e respectivo amplificador de ataque ao emissor de US. Tendo em conta que o DSP utilizado permite computar $150MIPS$, logo o número de instruções após cada interrupção é,

$$\frac{150MIPS}{160Kaps} = 938 \text{ Inst./amostra} \quad (5.1)$$

ou seja 938 instruções assembly por amostra adquirida. O diagrama de blocos da figura 5.4, apresenta o *hardware* desenvolvido dividido em blocos para facilitar a descrição.

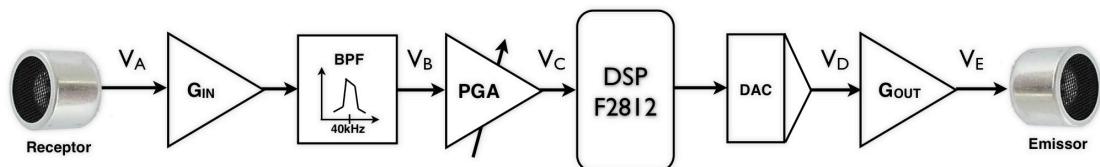


Figura 5.4: Diagrama de blocos do sistema de condicionamento dos sinais analógicos.

5.3.1 Circuitos de aquisição e condicionamento dos sinais analógicos

Observando a resposta em frequência do par Emissor/Receptor dos transdutores utilizados, ver figura 5.3, verificou-se que o seu comportamento natural é do tipo passa-banda. Como se pretende amplificar os sinais dentro desta banda, para melhorar a Relação-Sinal-Ruído é projectado

um filtro passa-banda seguido de um andar de ganho. Estes dois blocos, na realidade, são fundidos numa configuração que é demonstrada detalhadamente na figura 5.5, e consistem numa implementação baseada num amplificador operacional em configuração inversora. Através de filtragem passa-banda é possível eliminar ruído indesejável aquando da análise do sinal.

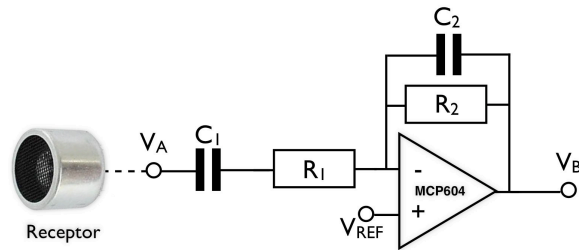


Figura 5.5: Esquema do filtro passa-banda (BPF) de 2ª ordem.

$$\frac{V_B}{V_A} = \frac{-K \frac{1}{R_2 C_2} s}{s^2 + s \left(\frac{1}{R_2 C_2} + \frac{1}{R_1 C_1} \right) + \frac{1}{R_1 C_1 R_2 C_2}} \quad (5.2)$$

O filtro passa-banda de 2ª ordem foi projectado com os elementos seguintes: $R_1 = 10k$, $R_2 = 300k$, $C_1 = 1n$ e $C_2 = 10p$, o que resultou nas frequências de corte de 15,9 e 53,1kHz, respectivamente e K é o módulo do ganho do filtro na banda de passagem, ou seja $K = \frac{R_2}{R_1}$, o que resulta num ganho de $-30V/V$.

O amplificador de ganho programável (PGA)

O amplificador de ganho programável (PGA), é baseado num circuito de amplificadores operacionais que combinam dois andares diferentes de ganho para obter quatro ganhos diferentes em progressão quadrática, isto partindo do princípio que a energia da frente de onda em questão, diminui com a razão inversa do quadrado da distância. Na figura 5.6, está representado o circuito do PGA, onde V_B e V_C , são os sinais analógicos respectivamente de entrada e de saída, e A_0 e A_1 são pinos digitais de controlo do PGA, o que resulta em quatro diferentes combinações de ganho diferentes.

Na tabela 5.1 estão representados os ganhos do amplificador de ganho programável para as combinações possíveis dos pinos digitais A e B.

A_0	A_1	G_A	G_B	G_{PGA}
0	0	2	2	4
1	0	6	2	12
0	1	2	26	52
1	1	6	26	156

Tabela 5.1: Cálculo dos ganhos do PGA.

O circuito da figura 5.6 representa um canal do amplificador de ganho programável, tendo os OP-AMP's sido configurados no modo directo.

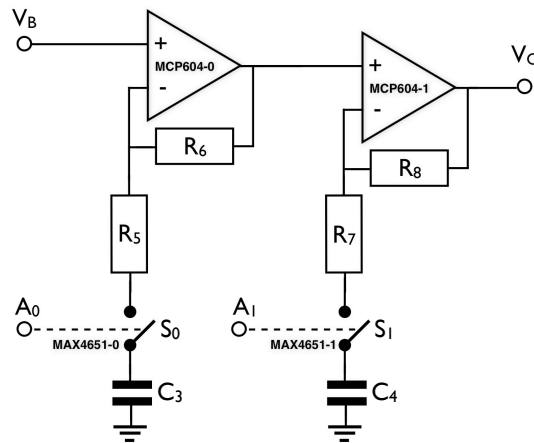


Figura 5.6: Esquema detalhado de um canal do PGA.

5.3.2 Circuito de D/A e ataque aos transdutores de US

Para efectuar a conversão dos sinais do domínio digital para o analógico utilizou-se a DAC TLV5630 da *Texas Instruments*, que apresenta as características compiladas na tabela 5.2. Foi utilizada a interface série SPI, num modo de escrita assíncrono, e a uma velocidade de 1Mbit/s . Na figura 5.7 é apresentado o circuito implementado. A TLV5630 possui registos internos de controlo, os quais têm obrigatoriamente de ser programados no processo de inicialização. Entre estes registos internos podem-se destacar os que controlam se a tensão de referência é interna ou externa, e o respectivo ritmo de transferência da ligação SPI da DAC.

O andar de saída, utiliza um amplificador baseado num OP-AMP numa configuração no modo directo que funciona como um amplificador de ganho proporcional, em que a entrada varia entre

Resolução	12 bits
Número de Canais	8
Interface	SPI
Modo Funcionamento	Assíncrono

Tabela 5.2: Características da DAC TLV5030

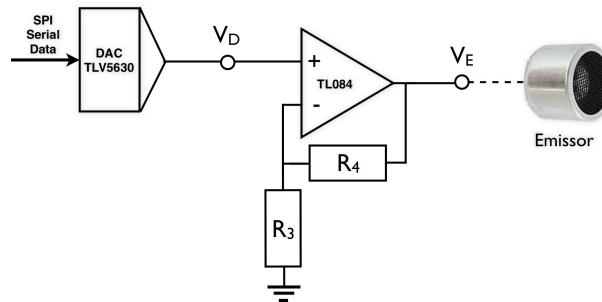


Figura 5.7: Amplificador de saída de um canal para ataque do transdutor.

os 0 e $V_{DAC_{max}}$, neste caso 3.3V, e a saída entre 0 e V_{cc} , mais propriamente 12V, sendo o ganho calculado na equação 5.3.

$$G_{out} = \frac{V_{cc}}{V_{DAC_{max}}} = \frac{12V}{3.3V} = 3.63 \quad (5.3)$$

para calcular o valor das resistências fixou-se $R_3 = 15k$ e substituindo $G_{out} = 3.63$ temos,

$$R_4 = (G_{out} - 1)R_3 = 39k \quad (5.4)$$

5.4 Desenvolvimento do Software

O *software* implementado para o F2812 foi desenvolvido no *Code Composer Studio V2.0*, que é um IDE (*Integrated Development Environment*) disponibilizado pela *Texas Instruments* e dedicado ao desenvolvimento de *software* para os processadores de sinal da gama *C2000*, na qual se inclui o F2812. Este IDE permite o *debug* e a comunicação de dados entre o F2812 e o PC em tempo-real. Esta funcionalidade pode ser implementada com recurso a uma *toolbox* existente para *matlab* e cujo nome é *Target Support Package TC2000 (for TI's C2000 DSP)*, apresentando grandes vantagens

uma vez que permite armazenar dados ao mesmo tempo que o programa corre em modo *debug* no F2812. De modo a tornar o *software* para aplicações futuras, foi desenvolvido um escalonador de tarefas, cujo principal objectivo foi permitir otimizar a utilização do processador, bem como simplificar o desenvolvimento do código, porque permite arrumá-lo em blocos e tarefas.

Para baixar o consumo de energia do F2812, optou-se por colocar o processador em IDLE sempre que este não esteja a ser utilizado. O processador em IDLE consome cerca de um décimo da energia. Para sair deste estado basta que ocorra uma interrupção. Nesta situação o processador atende à rotina de serviço à interrupção, executando de seguida o código correspondente ao escalonador de tarefas. Foram desenvolvidos dois projectos de *software* no *Code Composer Studio V2.0*, um projecto para a versão do localizador via HRTF's e o outro para a versão do localizador binaural. O esqueleto do código manteve-se inalterado, uma vez que a sua base assenta no escalonador de tarefas desenvolvido.

5.4.1 Escalonador de tarefas

Foi desenvolvido um escalonador para gerir as diferentes tarefas que ocorrem no DSP 2812. Existem dois tipos de tarefas que é necessário executar tendo em conta a sua periodicidade. As tarefas que ocorrem podem ser Periódicas (TimeTriggered) ou Não-Periódicas (EventTriggered), como está compilado na tabela 5.3. Na figura 5.8, está representado de uma forma simplificada, o diagrama de fluxo do escalonador desenvolvido.

Tipo de Tarefas	Tarefas
Periódicas (TimeTriggered)	- Aquisição de dados e conversão para banda base. (T=6.25ms) - Controlo de Ganho (T=50ms)
Não-Periódicas (EventTriggered)	- Filtragem Complexa, ocorre de D em D amostras. - Processamento e Comunicação de Dados

Tabela 5.3: Tipos de tarefas implementadas no escalonador.

Como se pode observar, após a a execução do código relativo à interrupção, o processador executa a instrução imediatamente a seguir à instrução *IDLE*, e todas as seguintes até o escalonador ser executado para todas as tarefas em questão.

Tendo em conta a tabela 5.3, o escalonador distingue dois tipos de tarefas, as que são

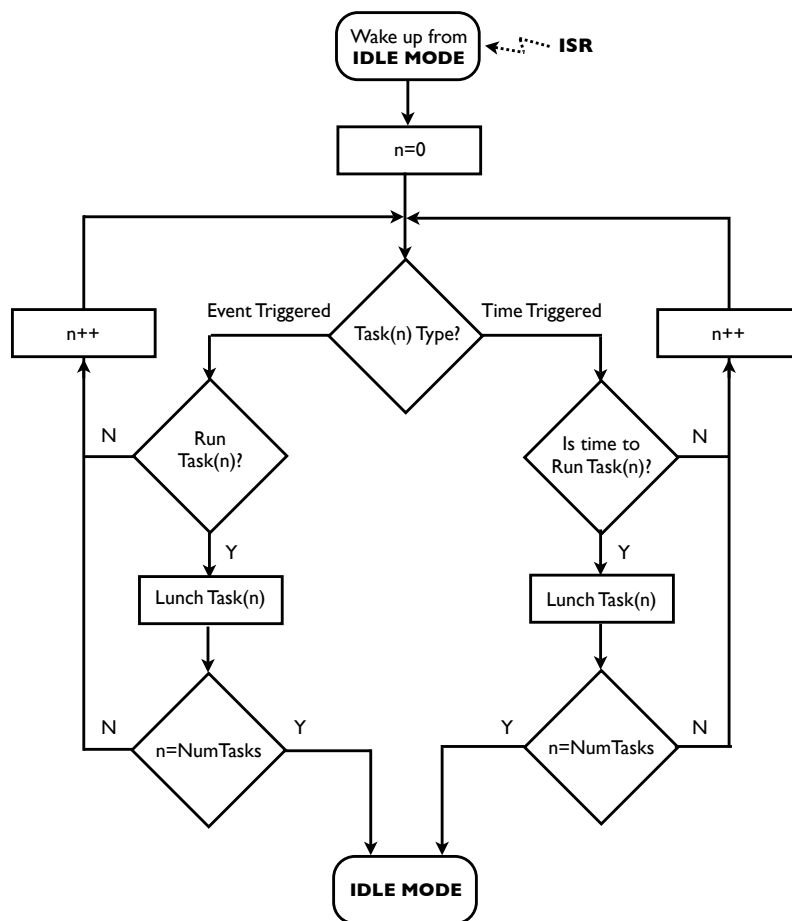


Figura 5.8: Diagrama de fluxo do escalonador de tarefas.

lançadas tendo em conta o seu período, e para isso recorre a uma tabela com os instantes em que determinada tarefa periódica deve ser lançada, e as que são lançadas tendo em conta a ocorrência de determinado evento, o que se verifica para todas as tarefas não periódicas.

5.5 Sumário

Neste capítulo é descrita a implementação do protótipo desenvolvido tendo por base o F2812. Efectuou-se a caracterização dos transdutores de US utilizados, no que diz respeito à resposta em frequência e diagrama de radiação. São descritos os circuitos de condicionamento dos sinais

analógicos e projectado o *hardware* comum aos dois protótipos. Por fim, enquadra-se o projecto de *software* e descreve-se o escalonador de tarefas desenvolvido para o F2812.

Capítulo 6

Resultados e Conclusões

6.1 Introdução

Neste trabalho foram implementados dois sistemas EAM¹ distintos no seu modo de detectar e localizar obstáculos, ambos baseados em US e substituição sensorial no plano visão-audição. Estes dois sistemas foram denominados de Método Indirecto e Método Directo. O Método Indirecto utiliza um localizador de obstáculos baseado num *array* de sensores de US, e espacializa um som monofónico previamente gravado, através de HRTF's para sinalizar o obstáculo. O Método Directo apresenta um modo de funcionamento mais simples que consiste na captura dos ecos de US, através de um sistema binaural, transformando-os depois em sinais com frequências dentro da gama do audível para entrega ao utilizador através de auscultadores. Ambos os métodos recorrem à capacidade auditiva do utilizador, nomeadamente a capacidade de localizar a origem de uma fonte sonora no espaço. A análise dos resultados foi feita em três fases de testes distintas:

Testes em câmara anecóica - Testes de validação dos módulos de cada protótipo em ambiente livre de reflexões. Estes testes pretendem avaliar os elementos base do protótipo funcional através de métodos analíticos baseados numa avaliação heurística. O objectivo é recolher valores estatísticos, para avaliar os módulos intervenientes no sistema de forma independente [36].

¹EAM, sistemas Electrónicos de Apoio à Mobilidade.

Testes de campo - Testes de usabilidade em laboratório com obstáculos e situações reais. O objectivo é testar os protótipos em ambiente controlado. Estes testes recorrem a métodos analíticos baseados numa avaliação preditiva que pretende fazer uma previsão do desempenho do equipamento, antes de efectuar testes com utilizadores [36].

Testes com utilizadores - Testes de campo com utilizadores diferenciados. Nesta fase o equipamento foi testado com invisuais, em ambiente real. Os testes de usabilidade foram baseados no método empírico, uma vez que os utilizadores foram sujeitos a um protótipo funcional. O objectivo destes testes foi perceber o quão usável o sistema é para a população de invisuais. As técnicas utilizadas foram: observação e questionário [36].

6.2 Análise de resultados - Método Indirecto

Este protótipo, baseado no Método Indirecto implementou um sistema de localização de obstáculos baseado num *array* com dois sensores receptores de US. A posição do obstáculo é passada ao utilizador através de espacialização auditiva de um sinal monofónico através de HRTF's. A integração do módulo de localização com o módulo de espacialização não foi efectuada devido a problemas que não se conseguiram resolver, nomeadamente a detecção de falsos obstáculos em ambientes reais. Para ultrapassar este problema, nesta fase de testes, partiu-se o Método Indirecto em duas partes, o módulo de localização e o módulo de espacialização. Esta separação permitiu efectuar os testes em separado, ficando apenas sujeito a testes de campo o módulo de localização e a testes com utilizadores o módulo de espacialização.

6.2.1 Testes em câmara anecóica

Foram efectuados testes de validação em câmara anecóica, com o objectivo de aferir o comportamento do equipamento num ambiente livre de reflexões. Este teste é importante para enquadrar e identificar possíveis problemas nos testes de campo, nomeadamente na identificação de falsos obstáculos. A topologia de testes efectuados é descrita na figura 6.1.

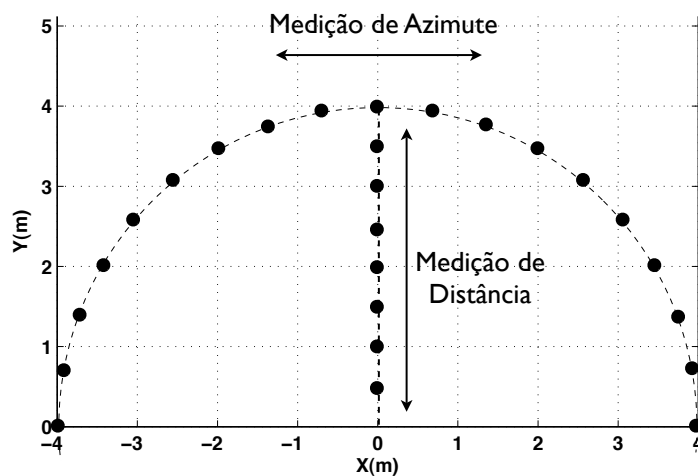


Figura 6.1: Topologia de testes em câmara anecóica para o Método Indirecto.

Como foi dito no capítulo 5, a câmara anecóica disponível para os testes, ver figura 5.1, apresenta uma disposição que não permitiu colocar obstáculos no seu interior, visto tratar-se de uma câmara desenvolvida para o estudo de antenas na área das telecomunicações. Para solucionar este problema, foram efectuadas medidas de distância e azimute simulando um obstáculo através de um eco activo, ou seja o emissor foi colocado na posição do obstáculo. Foi utilizado o método analítico baseado numa avaliação heurística com o objectivo de perceber o comportamento dos módulos intervenientes do equipamento através dos resultados estatísticos obtidos.

Teste de medição de distância

A medição da distância a um obstáculo foi efectuada com o objectivo de estimar o erro absoluto médio e o desvio padrão, em câmara anecóica. O sinal utilizado para o ataque do emissor foi um *chirp* com uma largura de banda de 2kHz centrado nos 40kHz e com 12Vpp. Foram efectuadas 100 medidas para cada distância, tendo sido compilados os resultados na tabela 6.1. O sistema desenvolvido implementou um medidor de distâncias a obstáculos baseado em US com um erro máximo de 7cm e um desvio padrão sempre inferior a 1cm. Fazendo a interpretação destes dados

podemos dizer que o medidor de distâncias apresenta uma elevada precisão² uma vez que o desvio padrão, ou seja, o grau de variação de resultados é sempre inferior a 1cm. Quanto à exactidão³ do sistema, podemos observar um aumento, aproximadamente linear do Δ_m com a distância, o que implica uma diminuição da exactidão com o aumento da distância. Esta relação pode estar associada a um problema no cálculo da distância que sugere uma compensação da temperatura insuficiente.

d_R (m)	d_m (m)	Δ_m (m)	σ_m (m)
0.50	0.52	0.02	0.01
1.00	1.04	0.04	0.00
1.50	1.54	0.04	0.00
2.00	2.04	0.04	0.00
2.50	2.55	0.05	0.00
3.00	3.05	0.05	0.00
3.50	3.56	0.06	0.01
4.00	4.07	0.07	0.01

Tabela 6.1: Tabela de resultados para a medição de distâncias. d_R , distância real; d_m , distância medida; Δ_m , erro absoluto médio de d_m ; σ_m , desvio padrão.

Teste de medição do azimute

Os testes de medição do azimute foram efectuados com o objectivo de estimar o erro absoluto médio e o desvio padrão em câmara anecóica. Foram efectuadas 100 medidas para cada ângulo, sendo a distância do *array* ao eco activo de 8m. O sinal utilizado para o ataque do emissor foi um *chirp* com uma largura de banda de 2kHz centrado nos 40kHz e com 12Vpp. A medição do azimute apresentou um erro máximo de 13.89° e um desvio padrão sempre inferior a 2.32°. Os resultados foram mais coerentes para o intervalo de -70° a 70°. Neste caso o desvio padrão é sempre inferior a 1°, o que permite dizer que a medição do azimute apresenta uma boa precisão neste intervalo. Quanto à exactidão do sistema, observam-se valores de Δ_{θ_m} maiores que 10° para as seguintes direcções: -80°, -50°, 30° e 60°, cuja origem pode estar associada à disposição dos sensores no

² é o grau de variação de resultados de uma medição. A precisão tem como base o desvio-padrão de uma série de repetições da mesma análise.

³ está associada ao grau de conformidade de um valor medido ou calculado em relação ao seu valor Real.

array implementado. Os resultados estão compilados na tabela, 6.2.

θ_R	θ_m	Δ_{θ_m}	σ_{θ_m}
-90°	-83.63°	6.37°	1.90°
-80°	-69.31°	10.69°	0.21°
-70°	-68.55°	1.45°	0.37°
-60°	-62.27°	2.27°	0.40°
-50°	-36.11°	13.89°	0.22°
-40°	-42.72°	2.72°	0.14°
-30°	-34.95°	4.95°	0.31°
-20°	-19.15°	0.85°	0.24°
-10°	-8.73°	1.27°	0.24°
0°	0.36°	0.36°	0.50°
10°	9.53°	0.47°	0.43°
20°	24.54°	4.54°	0.88°
30°	43.11°	13.11°	0.23°
40°	39.45°	5.5°	0.18°
50°	42.59°	7.41°	0.79°
60°	47.49°	12.51°	0.21°
70°	69.31°	0.69°	0.37°
80°	70.66°	9.34°	2.32°
90°	83.86°	6.14°	1.8°

Tabela 6.2: Tabela de medição dos azimutes. θ_R , ângulo real; θ_m , ângulo medido; Δ_{θ_m} , erro absoluto médio de θ_m ; σ_{θ_m} , desvio padrão.

6.2.2 Testes de campo

Como foi referido anteriormente, a integração do módulo de localização com o módulo de espacialização não foi efectuada devido a problemas que não se conseguiram ultrapassar, nomeadamente a detecção de falsos obstáculos em ambientes reais. Foram efectuados testes em ambiente controlado, na sala 317 do DET, com o objectivo de validar apenas o localizador de obstáculos. O objecto escolhido foi um cilindro de 6cm de diâmetro, com 2m de altura, tendo o *array* sido colocado a 1,5m de altura. Em seguida foram medidas as distâncias e os azimutes com o obstáculo colocado nas 8 posições descritas na figura 6.2, e finalmente calculadas as coordenadas cartesianas relativas à localização do obstáculo. Para as posições A e G não foram obtidos valores válidos, devido à utilização de

apenas um emissor de US, orientado segundo a direcção do eixo dos yy . Observando as características do emissor de US utilizado, pode-se constatar que apresenta um diagrama de radiação com uma abertura útil entre os -30° e os 30° . No caso das posições A e G não são gerados ecos com energia suficiente para o sistema conseguir calcular uma posição válida para o obstáculo. Na tabela 6.3 estão compilados os resultados da localização de obstáculos através do método directo.

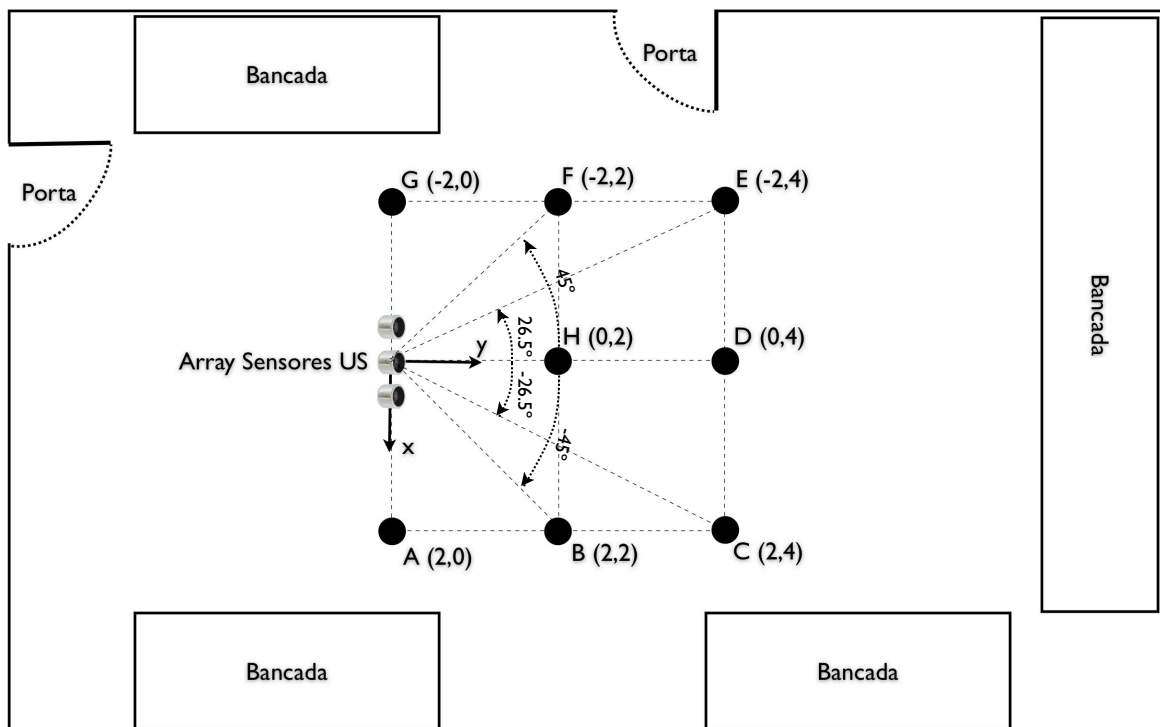


Figura 6.2: Teste de campo efectuados na sala 317 do DETI para o Método Indirecto.

6.2.3 Testes com utilizadores

Como foi referido antes, a integração do módulo de localização com o módulo de espacialização não foi efectuada devido a problemas que não se conseguiram ultrapassar. Foram efectuados testes com utilizadores, apenas ao módulo de espacialização do Método Indirecto, para as posições previamente definidas nos testes de campo. O teste consistiu na espacialização de um sinal monofónico com o objectivo de dar a noção ao utilizador da direcção e distância do mesmo através

Posição	(x, y)	Distância(m)	Azimute	x_{ob} (m)	y_{ob} (m)
A	(2, 0)	X	X	X	X
B	(2, 2)	2.88	48.3°	1.92	2.15
C	(2, 4)	4.53	30.2°	3.92	2.28
D	(0, 4)	4.08	0.4°	4.08	0.03
E	(-2, 4)	4.54	-28.2°	-2.15	4.00
F	(-2, 2)	2.85	-49.3°	-2.16	1.86
G	(-2, 0)	X	X	X	X
H	(0, 2)	2.05	0.3°	-0.01	2.05

Tabela 6.3: Resultado dos testes de campo efectuados na sala 317 do DETI para o Método Indirecto. As medidas assinaladas com X não foram válidas.

de HRTF's. Foram efectuados testes para avaliar a qualidade do localizador com cinco utilizadores indiferenciados. Todos os utilizadores foram submetidos a uma série de testes, que incluíram a variação da posição do obstáculo segundo o esquema da figura 6.3 e a variação do sinal de áudio utilizado para *interface* com o utilizador.

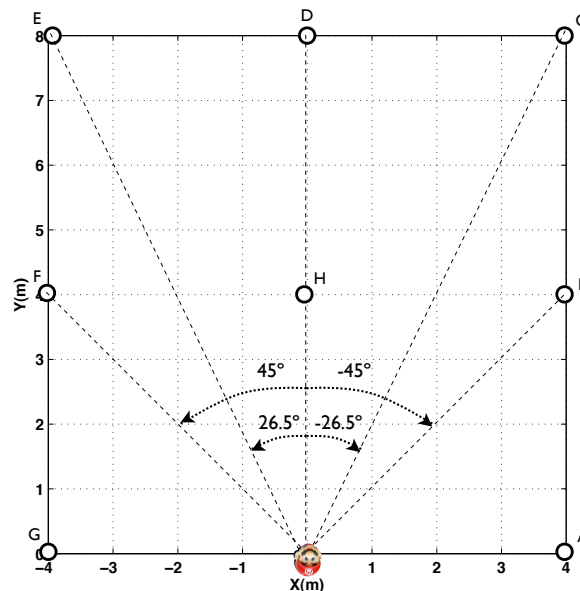


Figura 6.3: Posições utilizadas para testar o módulo de espacialização com diferentes utilizadores.

A escolha dos sinais de *interface* teve por base o preenchimento dos seguintes requisitos:

Sinal Usado	Indivíduo	A	B	C	D	E	F	G	H	Total
Modulado	1	X	X	X	√	X	X	X	√	2
	2	X	X	X	√	X	X	X	√	2
	3	√	X	X	√	X	X	√	√	4
	4	√	X	X	√	X	X	√	√	4
	5	X	X	X	√	X	X	X	√	2
Harmónico	1	√	X	X	√	X	X	√	√	4
	2	√	X	X	√	X	X	√	√	4
	3	√	X	X	√	X	X	√	√	4
	4	√	X	X	√	X	X	√	√	4
	5	√	X	X	√	X	X	√	√	4
Ruído	1	√	√	√	√	√	√	√	√	8
	2	√	√	X	√	X	√	√	√	6
	3	√	√	X	√	X	√	√	√	6
	4	√	√	√	√	√	√	√	√	8
	5	√	√	X	√	X	√	√	√	6
Ruído + Harmónico	1	√	√	X	√	X	√	√	√	6
	2	√	√	X	√	X	√	√	√	6
	3	√	√	X	√	X	√	√	√	6
	4	√	√	√	√	√	√	√	√	8
	5	√	√	X	√	X	√	√	√	6

Tabela 6.4: Resultados da espacialização com HRTF's. A coluna *Total*, representa o número de posições acertadas

breve⁴, eficiente⁵ e agradável⁶ de ouvir. Tendo em conta estes requisitos foram escolhidos os seguintes sinais de áudio:

Modulado - sinal modulado em frequência, baseado num *chirp* dos 1500 aos 2500Hz.

Harmónico - sinal harmónico com fundamental a 880Hz, e com componentes até aos 8kHz .

Ruído - ruído gaussiano branco.

⁴ sinal com pequena duração, na ordem dos 300ms

⁵ tire o máximo partido dos filtros HRTF para efectuar a localização.

⁶ quando ouvido repetitivamente.

Ruído + Harmónico - ruído gaussiano branco adicionado de sinal harmónico com fundamental a 880Hz, e com componentes até aos 8kHz.

Estes sinais foram apresentados a um universo de cinco indivíduos indiferenciados com o objectivo de avaliar qualitativamente os sinais, bem como perceber qual deles melhora efectivamente a percepção do azimute e da distância ao obstáculo. O cenário de experimentação teve por base a escolha de indivíduos sem problemas de visão⁷. A opção de utilizar indivíduos sem deficiência visual deveu-se meramente ao facto de não existir uma população de invisuais identificada, na altura em que foram efectuados os testes. O valor destes testes para uma população de cegos pode ser extrapolado tendo em conta o princípio da teoria da compensação sensorial, cujo sustentação base assenta no pressuposto que existe um aumento da percepção auditiva quando um indivíduo não tem ou perde o sentido da visão [9]. Partindo de uma análise teórica deste pressuposto podemos inferir uma melhor performance do sistema quando submetido a uma população de invisuais. Os resultados deste estudo estão condensados na tabela 6.4.

6.2.4 Conclusões

O trabalho desenvolvido permitiu testes preliminares com o Método Indirecto. A localização de um obstáculo no plano com elevação zero é possível em ambiente controlado, existindo problemas com a detecção de falsos obstáculos em ambientes reais. A espacialização sonora, via HRTF's, apresentou resultados animadores na substituição sensorial no plano visão-audição.

Em seguida estão identificados os principais problemas detectados no protótipo:

Falsas detecções de obstáculos - este problema foi detectado na presença de piso irregular, por exemplo. Nesta situação os ecos vindos do chão são detectados como sendo obstáculos. Sendo a espacialização feita no plano com elevação zero interessa apenas detectar obstáculos neste plano. Uma das soluções pode passar por estudar um *array* cujo diagrama de radiação se feche no plano com elevação zero, o que

⁷ quando os indivíduos foram submetidos ao teste, foi-lhes colocada uma venda, com o objectivo de simular cegueira total.

resultaria num *array* com a sensibilidade focada nesse plano e insensível a obstáculos noutras elevações.

Problemas na medição do azimute - este problema foi detectado nos testes efectuados em câmara anecóica. Na medição de determinados azimutes, a exactidão das medidas apresentou alguns problemas. Para os azimutes, -80° , -50° , 30° e 60° , o erro absoluto médio Δ_{θ_m} , apresentou valores maiores do que 10° e chegando aos 13.89° para o azimute de -50° . Este erro propaga-se quando se calcula as coordenadas cartesianas do obstáculo, tendendo a ser mais problemático para distâncias maiores. O aumento do número de sensores utilizados no *array* pode resolver este problema, uma vez que aumenta a diversidade espacial dos ecos captados.

Tipo de auscultadores utilizados - Como o modo utilizado para o *interface* escolhido foi o áudio, e sendo este um sentido vital para o cego, é necessário libertar o sistema auditivo para as tarefas do quotidiano. A utilização de uns auscultadores que sejam menos invasivos e que permitam a audição do som ambiente, poderá ser uma solução.



Figura 6.4: Auscultadores *Zelco - Vibe Body Sound* [5].

Um exemplo de auscultadores deste tipo pode ser observado na figura 6.4. Estes auscultadores são exteriores ao ouvido, sendo normalmente colocados na orelha através de uma mecanismo baseado numa mola. Um dos inconvenientes destes auscultadores é que necessitam de um amplificador áudio, requerendo a manutenção da carga da sua bateria.

Escolha do som de interface - a escolha do som usado para a espacialização

apresentou dois tipos de problemas. Um dos problemas foi de ordem técnica e residiu na escolha do melhor som para a utilização mais eficiente dos filtros HRTF. O outro problema está associado com o desagrado pessoal por determinado som, quando ouvido repetitivamente. Dos testes efectuados com utilizadores indiferenciados, a escolha foi maioritariamente para sinais com acentuado conteúdo harmónico em detrimento de sinais ruidosos. O ruído branco por exemplo, permite tirar partido de um modo mais eficiente da utilização dos filtros HRTF, devido à resposta em frequência abrangente que apresenta, mas quando utilizado recursivamente deixa o utilizador saturado. Um compromisso entre um sinal ruidoso e um sinal com uma componente harmónica pode ser uma solução de meio termo a utilizar.

Tempo de habituação ao equipamento - uma introdução do equipamento ao utilizador com uma explicação do seu modo de funcionamento com alguma aplicação prática revelou-se bastante importante para a obtenção de resultados positivos na localização de obstáculos com este método. O tempo que determinado utilizador demora até perceber como funciona o sistema, e como pode extrair informação do sinal de áudio variou bastante de utilizador para utilizador.

Da análise dos resultados e dos problemas encontrados no Método Indirecto, podemos dizer que os objectivos não foram alcançados na totalidade. Os módulos do protótipo não foram integrados, o que não permitiu implementar um protótipo funcional como se pretendia. Os testes efectuados foram preliminares mas permitiram perceber que é possível detectar obstáculos com as técnicas baseadas em US utilizadas, e sinalizar a sua presença através de HRTF's. A *interface* através de sinais áudio foi conseguida e revelou algumas potencialidades que podem ser aprofundadas em trabalho futuro, nomeadamente na comparação deste método com outras técnicas de substituição sensorial que utilizem outros sentidos. Os sinais de *interface* que apresentaram melhores resultados na passagem de informação para o invisual, foram os sinais com componentes espectrais mais abrangentes, tais como os sinais baseados em ruído gaussiano branco.

6.3 Análise de resultados - Método Directo

O protótipo baseado no Método Directo implementou uma ponteira ultra-sónica binaural, que pode ser usada como uma bengala de US, sendo a informação passada ao utilizador através de sinais áudio gerados directamente dos ecos de US recebidos.

6.3.1 Testes em câmara anecóica

Foram efectuados testes de validação em câmara anecóica, com o objectivo de aferir o diagrama de radiação da ponteira binaural num ambiente livre de reflexões. Este teste é importante, uma vez que permite enquadrar e fundamentar a componente binaural da ponteira. Como foi dito anteriormente, devido a restrições físicas na utilização da câmara anecóica não foi possível colocar obstáculos no seu interior. A solução encontrada consistiu no registo de medidas simulando um obstáculo através de um eco activo, ou seja o emissor foi colocado na posição do obstáculo.

Para a caracterização da ponteira binaural, efectuaram-se medidas de sensibilidade dos -90° aos 90° em intervalos de 10° , com o objectivo de obter o respectivo diagrama de radiação. O sinal utilizado para o ataque do emissor foi um *chirp* com uma largura de banda de 2kHz centrado nos 40kHz e com 12Vpp. O resultado destes testes está condensado no diagrama da figura 6.5.

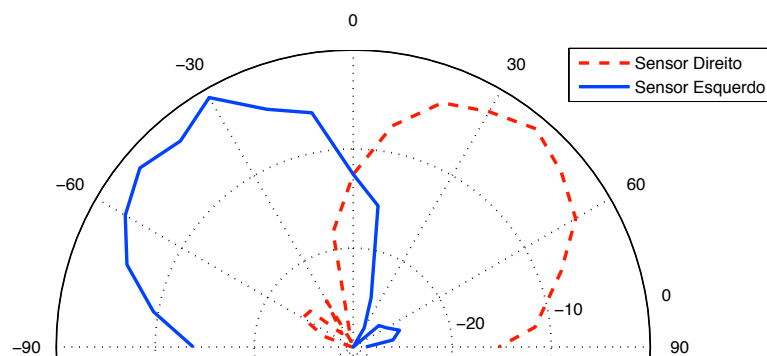


Figura 6.5: Diagrama de radiação da ponteira binaural, medida na câmara anecóica do DETI. O diagrama está representado em graus $^\circ$ e dB, respectivamente.

Observando o diagrama de radiação da ponteira binaural, podemos verificar a componente direccional associada à ortogonalidade dos sensores. Numa análise comparativa com o diagrama de radiação obtido para o sistema de audição dos humanos para a frequência de 10kHz, ver capítulo 4 - figura 4.6, podemos observar semelhanças nos diagramas no que diz respeito à direccionalidade, entre sensores e ouvidos. Um dos objectivos foi tornar esta ponteira semelhante, no que toca ao diagrama de radiação, ao sistema auditivo dos humanos para frequências elevadas ($> 1500\text{Hz}$), tirando assim o máximo partido da ILD na localização.

6.3.2 Testes de campo

Os testes de campo foram efectuados em ambiente controlado, na sala 317 do DETI, com o intuito de medir o desempenho do equipamento em ambientes reais. O espaço em questão, ver figura 6.6, é um laboratório com cerca de 60m^2 , composto por bancadas, cadeiras e duas portas. Foram adicionados dois obstáculos artificiais, um cilindro com 6cm de diâmetro e um painel que simula uma parede falsa.

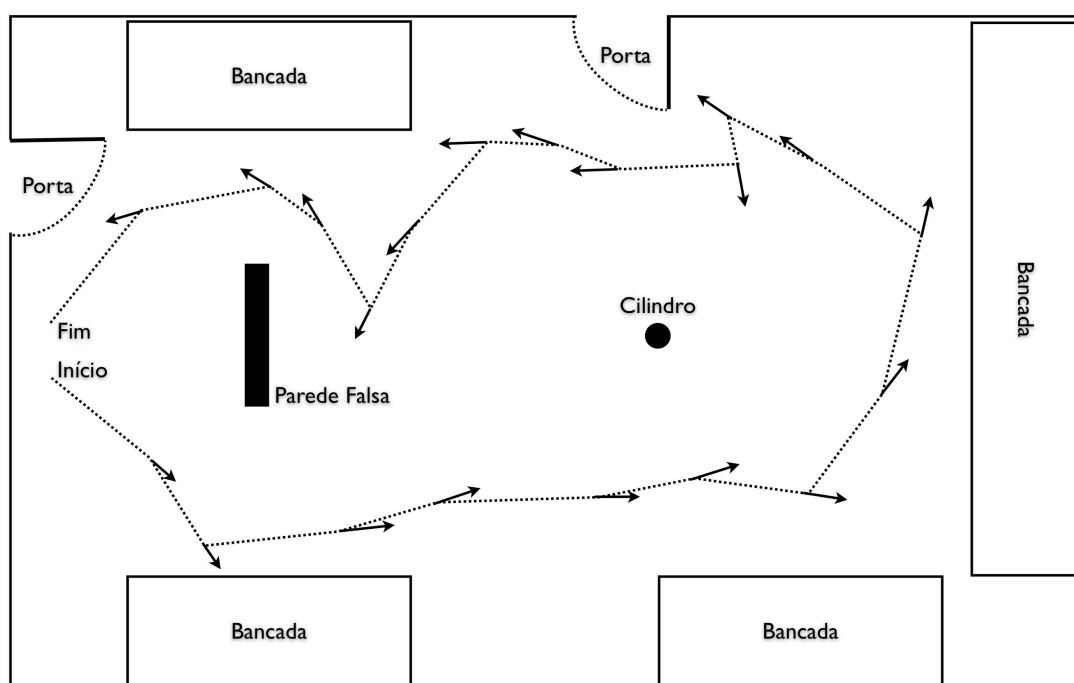


Figura 6.6: Mapa da Sala 317 do DETI, onde foram efectuados os testes de campo.

Foram aplicados métodos analíticos através de uma avaliação preditiva e baseada em modelação hierárquica. Um dos testes de campo efectuados é o percurso descrito na figura 6.6. Este percurso foi subdividido recursivamente em sub-trajectos com precedência hierárquica, representando a origem de cada vector na imagem uma paragem com leitura de obstáculos nas redondezas, e redireccionamento da marcha. Não foram efectuados testes exteriores, uma vez que o hardware desenvolvido não apresentava autonomia para ser transportado para ambientes exteriores.

6.3.3 Testes com utilizadores

Esta implementação foi testada em 23 de Março de 2007, na Associação Promotora do Ensino dos Cegos, cuja sede se situa no Instituto António Feliciano de Castilho - IAFC, em Lisboa. O equipamento foi experimentado por dois adultos invisuais, membros desta associação, na biblioteca do IAFC, num ambiente real repleto de objectos, tais como mesas, cadeiras, estantes de livros, etc. Na figura 6.7 está representado o mapa da sala utilizada.

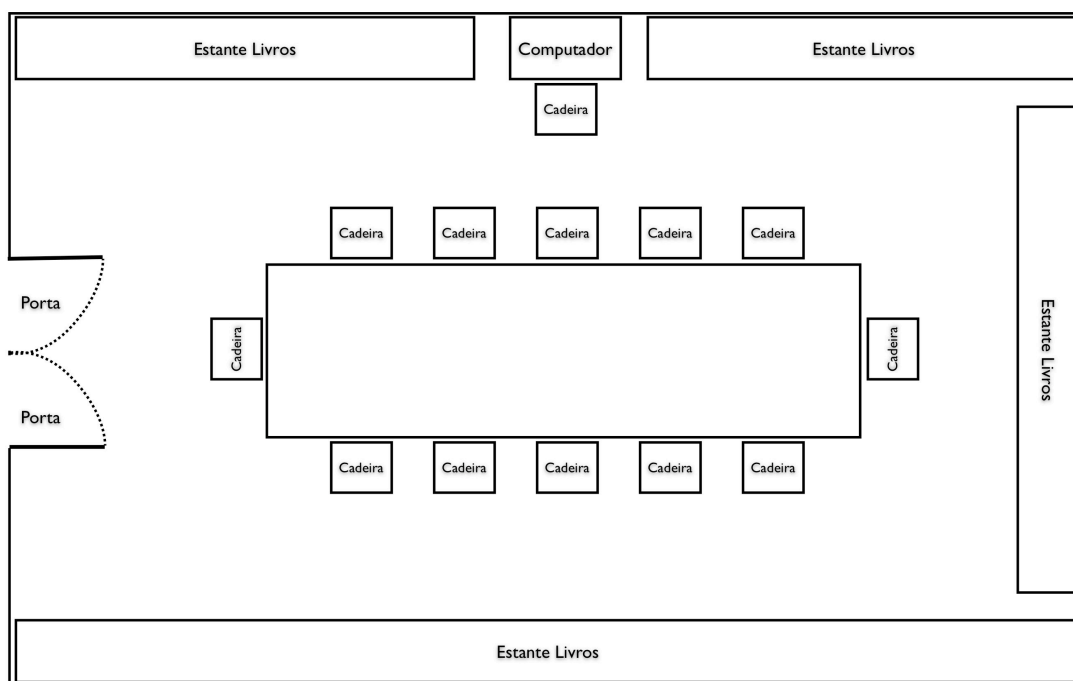


Figura 6.7: Mapa da Biblioteca da Associação Promotora do Ensino dos Cegos - Instituto António Feliciano de Castilho, em Lisboa, local onde foram efectuados testes com utilizadores cegos.

O método empírico baseou-se na observação dos testes e na avaliação feita pelos utilizadores, recorrendo a um questionário. O sistema foi experimentado durante cerca de 30 minutos por cada utilizador, tendo ambos sido submetidos no final ao questionário apresentado na tabela 6.5.

Questão	Indivíduo A	Indivíduo B
Consegue detectar obstáculos na proximidade?	Sim	Sim
Consegue perceber o azimute em que se encontra o obstáculo?	Sim	Sim
Consegue perceber a distância a que se encontra o obstáculo?	Sim	Sim
Agrada-lhe o sinal que ouve como <i>interface</i> auditivo?	Não	Não
O sistema interfere com o seu sistema auditivo?	Sim	Sim
A interferência com o seu sistema auditivo prejudica a sua mobilidade?	Sim	Sim
Vê alguma utilidade neste equipamento?	Sim	Sim
Estava disposto a utilizar este equipamento numa fase de testes?	Sim	Sim
Qual o sentido que gostaria de utilizar para substituir a visão, num equipamento EAM?	Tacto	Tacto

Tabela 6.5: Questionário efectuado após os testes.

6.3.4 Conclusões

Relativamente ao Método Directo, os resultados foram animadores, tendo os testes com utilizadores em ambiente real tido uma avaliação francamente positiva. Em seguida estão identificados os principais problemas detectados neste protótipo:

Tipo de auscultadores utilizados - Como o modo utilizado para o *interface* escolhido foi o áudio, e sendo este um sentido vital para o cego, é necessário escolher uns auscultadores que interfiram menos com o seu sistema auditivo. Uma solução para este problema pode ser a utilização de uns auscultadores que permitam também ouvir o som ambiente. Um exemplo de auscultadores deste tipo pode ser observado na figura 6.4. Estes auscultadores são colocados no ouvido exterior, através de um mecanismo baseado numa mola que prende na orelha.

Sinal de *interface* utilizado - A melhoria da qualidade do sinal de áudio está dependente da escolha do sinal de US usado. As limitações de largura de banda dos transdutores obrigam à utilização de sinais com componentes na banda dos 39 aos

41kHz. Uma solução pode ser a aplicação de modulação FM ao sinal de áudio, fazendo variar o *pitch*⁸ com a distância do seguinte modo, quanto maior for o *pitch* mais próximo está o obstáculo.

Da análise dos resultados e dos problemas encontrados no Método Directo, podemos dizer que os objectivos foram alcançados tendo os resultados sido animadores. Foi implementado um protótipo funcional como se pretendia, tendo sido feitos testes com utilizadores. Os testes efectuados apesar de preliminares, permitiram perceber que é possível detectar obstáculos com a técnica implementada neste Método Directo, e que a transformação dos ecos de US em sinais de áudio pode ser uma solução para sinalizar a presença de obstáculos. A *interface* baseada nesta transformação foi bem conseguida, tendo a adaptação dos indivíduos ao equipamento sido mais rápida neste método.

6.4 Reflexões e trabalho futuro

O poder da expressão "substituição sensorial" pode gerar uma ilusão, no que diz respeito às expectativas iniciais. Quando se fala de uma deficiência como a visão, e se pretende desenvolver um equipamento para melhorar a qualidade de vida da população invisual, é fácil cair na frustrante tentação de querer colocar um invisual a "ver". A detecção de obstáculos e sua localização são elementos importantes no quotidiano de um invisual. Apesar de serem requisitos objectivos, não são de todo fáceis de alcançar. Esta afirmação não é leviana nem pretende aqui exaltar ou elevar o trabalho desenvolvido a um patamar superior, pelo contrário, pretende esclarecer o leitor das dificuldades que foram surgindo no desenvolvimento deste trabalho multidisciplinar. Uma reflexão acerca do percurso tomado deve ser feita nesta fase, tendo em conta uma abordagem construtiva que garanta a honestidade intelectual do autor. A vontade de aplicar a tecnologia que dominamos, em prol de uma causa como esta, é por vezes limitadora, as questões conceptuais são postas de parte, e segue-se o caminho que a tecnologia vai desvendando. Os problemas encontrados em algumas partes do desenvolvimento desta dissertação transformaram-se em momentos de grande reflexão. Estas alturas foram acompanhadas pela procura de literatura que pudesse responder aos problemas identificados, permitindo assim assumir e fundamentar as decisões tomadas. O contexto

⁸ representa a frequência fundamental de um som, que conseguimos perceber.

social e cultural do invisual, as barreiras arquitectónicas nas cidades, as limitações sensoriais e o modo como se processa a compensação sensorial, são exemplos de áreas que devem ser tidas em conta, quando se pretende especificar um equipamento de ajuda à mobilidade. O estudo destes temas é um pré-requisito essencial para que o desenvolvimento de um equipamento deste tipo chegue a bom porto.

Os dois problemas fundamentais a considerar para o desenvolvimento de trabalho futuro são: a detecção de falsos obstáculos e a escolha de um método de substituição sensorial que não interfira com o sistema auditivo. A direcção a seguir, para solucionar o problema da detecção de falsos obstáculos, pode passar pelo desenvolvimento de um *array* de US mais eficaz, que efectue uma convergência do diagrama de radiação ao plano com elevação zero. Neste caso teríamos um *array* com uma sensibilidade focada nesse plano, o que permitia eliminar as falsas detecções de obstáculos em diferentes elevações. Esta abordagem implica a utilização de um *array* com mais de dois sensores, dispostos numa forma bidimensional. Relativamente à escolha de um método de substituição sensorial que não interfira com o sistema auditivo, uma solução possível poderá ser a utilização de um sistema táctil, tal como uma luva por exemplo, que utilize uma matriz de estimuladores tácteis controlada por um microcontrolador, libertando completamente, o sistema auditivo do invisual. Nesta abordagem poderia-se utilizar o localizador de obstáculos baseado em US apresentado neste trabalho, uma vez que este é independente do módulo de *interface* com o utilizador.

Bibliografia

- [1] INE Instituto Nacional de Estatística de Portugal. Censos 2001, análise de população com deficiência. resultados provisórios. 2001.
- [2] Maria Paula Trigueiros da Silva Cunha. A cidade à vista do cego - informação, mobilidade e cidadania. Master's thesis, Universidade do Porto, 2000.
- [3] Ben underwood website, <http://www.benunderwood.com/index.html>, 2009.
- [4] Fernando Domingues Moita. Um sistema de detecção e classificação de reflectores usando ultra-sons. Master's thesis, Universidade de Coimbra, Faculdade de Ciências e Tecnologia - Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores, 2002.
- [5] Zelco Industries. *Outi Earphones*, <http://www.zelco.com>. 2009.
- [6] Working Group on Mobility Aids for the Visually Impaired and Blind. Electronic travel aids: New directions for research. Technical report, National Research Council, 1986.
- [7] Carlos Jorge Enes Capitão de Abreu. Interface com reconhecimento de fala para apoio a pessoas com limitações funcionais. Master's thesis, Universidade de Aveiro, 2008.
- [8] Sonia B. Hoffmann and Ricardo Seewald. Caminhar sem medo e sem mito: Orientação e mobilidade, <http://www.bengalalegal.com/orienta.php>, 2003.
- [9] Paula Rego-Monteiro, Luciana Pereira Manhães, and Virgínia Kastrup. Questões acerca da teoria da compensação no campo da deficiência visual. *Revista do Instituto Benjamin Constant*, 36(13):22–27, 2007.
- [10] Tim Cranmer. Um contributo para a pesquisa sobre a leitura do braille e a percepção táctil. *National Federation of the Blind*, 2000.

- [11] Bruce B. Blasch and William R. Wiener. *Foundations of Orientation and Mobility*. American Foundation for the Blind, 1997.
- [12] Charles Lenay, Olivier Gapenne, Sylvain Hanneton, Catherine Marque, and Christelle Genouëlle. Sensory substitution: Limits and perspectives. in: Hatwell, y., streri, a., gentaz, e. (eds.), touching for knowing: Cognitive psychology of haptic manual perception. pages 275–292, 2003.
- [13] The bat k-sonar, <http://www.ddaware.co.uk>, 2003.
- [14] From 'batcane' to ultracane, <http://www.batcane.com/>, 2003.
- [15] The miniguide ultrasonic mobility aid, <http://www.gdp-research.com.au>, 1998.
- [16] The sonic pathfinder - an electronic travel aid for the vision impaired, 1984.
- [17] Vision technology for the totally blind - the voice, <http://www.seeingwithsound.com/>, 1998.
- [18] Beverly A. Goldstein and William R. Wiener. Acoustic analysis of the sonic guide. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 70(2):313–320, 1981.
- [19] Hans P. Moravec and Alberto Elfes. High resolution maps from wide angle sonar. *Proceedings IEEE International Conference on Robotics and Automation*, pages 116–121, March 1985.
- [20] Alberto Elfes. Sonar-based real-world mapping and navigation. *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, 3(249-265), 1987.
- [21] José M. N. Vieira, Sérgio I. Lopes, Carlos Bastos, and Pedro Fonseca. Sistema de localização mútua para robots utilizando ultra-sons. *Jornadas de Electrónica e Telecomunicações, JET 2005, Instituto Superior de Engenharia de Lisboa, Setembro 2005*.
- [22] José M. N. Vieira, Sérgio I. Lopes, Carlos Bastos, and Pedro Fonseca. Sistema de localização utilizando ultra-sons. *ROBOTICA 2006 - APCA Encontro Científico do Fest. Nac de Robótica, Guimarães (Portugal), 28 Abril - 1 Maio, 2001.*, Abril 2006.
- [23] José M. N. Vieira, Sérgio I. Lopes, Carlos Bastos, and Pedro Fonseca. Ultrasound sensor array for robust localization - a system for localize mobile robots. *ICINCO Angers, France, 9-12 May, 2007*.

- [24] Rodney G. Vaughan, Neil L. Scott, and D. Rod White. The theory of bandpass sampling. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 39(9):September, 1991.
- [25] Tomás Oliveira e Silva. *Apontamentos de Processamento Digital de Sinal*. Departamento de Eléctronica e Telecomunicações, 2006.
- [26] William Press. *Numerical Recipes in C: The Art of Scientific Computing*. Cambridge University Press, 1988.
- [27] Ali H. Sayed; Alireza Tarighat; Nima Khajehnouri. Network-based wireless location. *IEEE Signal Processing Magazine*, 22(4):24–40, 2005.
- [28] DeLiang Wang and Guy J. Brown. *Computational Auditory Scene Analysis*. John Wiley and Sons, 2005.
- [29] B. Gardner and K. Martin. Hrtf measurements of a kemar dummy-head microphone. Technical report, MIT Media Lab, 1994.
- [30] P. Mihajlik, M. Guttermuth, K. Seres, and P. Tatai. Dsp - based ultrasonic navigation aid for the blind. *IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, Budapest Hungary, May 21-23, 2001*.
- [31] Timothy K. Horiuchi. "seeing" in the dark: Neuromorphic vlsi modeling of bat echolocation. *IEEE Signal Processing Magazine*, 22(5):134–139, September 2005.
- [32] G. F. Kuhn. Model for the interaural time differences in the azimuthal plane. *Journal of the Acoustical Society of America*, 62:157–167, 1977.
- [33] G. F. Kuhn. *Physical acoustics and measurements pertaining to directional hearing*. Springer-Verlag, 1987.
- [34] E. A. G. Shaw. *Acoustical features of the human external ear*. Lawrence Erlbaum Associates (Mahwah, New Jersey), 1997.
- [35] José Vieira, João Reis, Paulo Santos, and Luís Almeida. Detecção de fontes sonoras e obstáculos usando técnicas de correlação. *ROBOTICA 2001 - APCA Encontro Científico do Fest. Nac de Robótica, Guimarães (Portugal), 25-28 Abril, 2001.*, 2001.
- [36] William Newman and Michael Lamming. *Interactive System Design*. Addison Wesley, 1995.