

MINISTÉRIO DA DEFESA  
EXÉRCITO BRASILEIRO  
DEPARTAMENTO DE CIÊNCIA E TECNOLOGIA  
INSTITUTO MILITAR DE ENGENHARIA  
(Real Academia de Artilharia, Fortificação e Desenho-1792)

PAULO CÉSAR PRANDEL

DETERMINAÇÃO EM TEMPO REAL DE DIREÇÃO DE DISPARO DE  
ARMA DE FOGO

Rio de Janeiro  
2012

**INSTITUTO MILITAR DE ENGENHARIA**

**PAULO CÉSAR PRANDEL**

**DETERMINAÇÃO EM TEMPO REAL DE DIREÇÃO DE  
DISPARO DE ARMA DE FOGO**

Projeto de fim de curso apresentado ao Curso de Graduação em Engenharia Eletrônica do Instituto Militar de Engenharia, como requisito parcial para a obtenção do bacharelado em Engenharia Eletrônica.

Orientador: Prof. José Antonio Apolinário Jr.

Rio de Janeiro  
2012

c2012

INSTITUTO MILITAR DE ENGENHARIA  
Praça General Tibúrcio, 80-Praia Vermelha  
Rio de Janeiro-RJ CEP 22290-270

Este exemplar é de propriedade do Instituto Militar de Engenharia, que poderá incluí-lo em base de dados, armazenar em computador, microfilmear ou adotar qualquer forma de arquivamento.

É permitida a menção, reprodução parcial ou integral e a transmissão entre bibliotecas deste trabalho, sem modificação de seu texto, em qualquer meio que esteja ou venha a ser fixado, para pesquisa acadêmica, comentários e citações, desde que sem finalidade comercial e que seja feita a referência bibliográfica completa.

Os conceitos expressos neste trabalho são de responsabilidade do autor e do orientador.

Prandel, P. C.

Determinação em tempo real de direção de disparo de arma de fogo.

– Rio de Janeiro: Instituto Militar de Engenharia, 2012.  
71 p.: il., tab.

Monografia (projeto de fim de curso) – Instituto Militar de Engenharia – Rio de Janeiro, 2012.

1. Arranjo de microfones.
2. Localização de atiradores.
3. Sistema em tempo real. I. Título.

INSTITUTO MILITAR DE ENGENHARIA

PAULO CÉSAR PRANDEL

DETERMINAÇÃO EM TEMPO REAL DE DIREÇÃO DE  
DISPARO DE ARMA DE FOGO

Projeto de fim de curso

Orientador: Prof. José Antonio Apolinário Jr.

Aprovada em 24 de maio de 2012 pela seguinte Banca Examinadora:

---

Prof. José Antonio Apolinário Jr., D.Sc. do IME

---

Prof. José Carlos Araújo dos Santos, Ph.D. do IME

---

Prof. Mauro Cezar Rebello Cordeiro, D.C. do IME

Rio de Janeiro  
2012

Dedico este trabalho a meus pais, Aldo e Maria.

## AGRADECIMENTOS

Ao Prof. Apolinário, pela orientação incessante e colaboração em todas as atividades.

À Izabela Freire pelas colaborações e trabalho conjunto.

Ao Centro de Avaliações do Exército (CAEx) e aos topógrafos Luis Eduardo Pereira Alves e Marco Aurélio da Silva Amorim, pelo apoio às gravações e a Jorge Bonfim pelo apoio técnico.

Ao Instituto Militar de Engenharia, na figura de todos aqueles que foram meus mestres.

Aos meus familiares, a João Luiz Martins e família, aos amigos e a todos aqueles que de alguma maneira contribuíram com este trabalho.

## SUMÁRIO

LISTA DE ILUSTRAÇÕES .....	8
LISTA DE TABELAS .....	10
LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS .....	11
<b>1 INTRODUÇÃO .....</b>	<b>15</b>
<b>2 OS SINAIS DE TIROS .....</b>	<b>17</b>
2.1 Muzzleblast .....	17
2.2 Ballistic Shockwave .....	19
<b>3 ARRANJO ESPACIAL DE MICROFONES .....</b>	<b>23</b>
<b>4 DETECÇÃO E CLASSIFICAÇÃO DE SINAIS IMPULSIVOS .....</b>	<b>26</b>
4.1 Detecção .....	27
4.1.1 Valor absoluto .....	27
4.1.2 Filtro de mediana .....	28
4.1.3 Correlação com um sinal padrão .....	29
4.2 Classificação .....	30
<b>5 DETERMINAÇÃO DA DIREÇÃO DE CHEGADA E LOCALIZAÇÃO DA FONTE .....</b>	<b>39</b>
5.1 Correlação cruzada generalizada .....	39
5.1.1 As funções de ponderação da GCC .....	41
5.2 Direção de chegada ( <i>Direction of arrival - DoA</i> ) .....	44
5.3 Distância da fonte do disparo .....	45
5.4 Base de dados .....	47
5.5 Seleção de microfones .....	49

<b>6</b>	<b>IMPLEMENTAÇÃO DO SISTEMA</b> .....	52
6.1	Sistemas em tempo real .....	52
6.2	<i>Hardware e software</i> utilizados .....	55
6.3	Descrição do sistema implementado .....	57
<b>7</b>	<b>RESULTADOS</b> .....	60
<b>8</b>	<b>CONCLUSÃO</b> .....	68
<b>9</b>	<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</b> .....	70



## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

FIG.2.1	Muzzleblast gravado a 400 m. ....	18
FIG.2.2	Comparativo entre sinais de tiro. ....	19
FIG.2.3	Shockwave gravada a 200 m da trajetória do projétil. ....	20
FIG.2.4	SW não detectada. ....	21
FIG.2.5	Espectrograma dos sinais de tiro. ....	22
FIG.3.1	O arranjo espacial de 7 microfones. ....	23
FIG.3.2	Características do microfone BEHRINGER EMC8000. ....	24
FIG.3.3	Padrão de condutor XLR. ....	25
FIG.4.1	Estrutura básica de um algoritmo de detecção. ....	27
FIG.4.2	Estrutura do algoritmo de filtro de mediana. ....	28
FIG.4.3	Estrutura do algoritmo de correlação. ....	29
FIG.4.4	Esquema para classificar o sinal detectado. ....	31
FIG.4.5	Sinal com e sem o transiente do MB. ....	33
FIG.4.6	Média da energia na faixa entre 400 e 800 Hz. ....	35
FIG.4.7	Sinais de tiro de MB antes e após serem filtrados. ....	37
FIG.4.8	Sinais de tiro de FAL a 400 m filtrados. ....	38
FIG.5.1	Modelo do sinal sonoro de um tiro. ....	40
FIG.5.2	Sinais MB defasados. ....	43
FIG.5.3	Ponderações GCC. ....	43
FIG.5.4	O local de tiro com detalhes. ....	46
FIG.5.5	Local das gravações (CAEx). ....	49
FIG.5.6	Médias do EQM para sinais analisados. ....	50
FIG.5.7	Esquema de eliminação por TDoA máximo. ....	51
FIG.6.1	Erros ( <i>jitters</i> ) entre as iterações. ....	55
FIG.6.2	<i>Hardware</i> da National Instruments. ....	56
FIG.6.3	Diagrama do sistema embarcado. ....	59

FIG.7.1	Local das gravações (CAEx). . . . .	64
FIG.7.2	Histograma dos resultados de DoA. . . . .	65
FIG.7.3	Resposta da caixa de som Yamaha. . . . .	66

## LISTA DE TABELAS

TAB.3.1	Coordenadas dos microfones em relação ao centro. ....	24
TAB.4.1	Possíveis dados obtidos em função da detecção. ....	32
TAB.5.1	Tabela de tiros da base de dados. ....	48
TAB.6.1	Exemplos de sistemas em tempo real. ....	54
TAB.7.1	Resultados DoA AGLC a 300 m. ....	61
TAB.7.2	Resultados DoA AGLC a 400 m. ....	61
TAB.7.3	Resultados DoA AGLC a 500 m. ....	62
TAB.7.4	Resultados DoA AGLC a 670 m. ....	62

## LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS

### ABREVIATURAS

MB	-	<i>Muzzleblast</i>
SW	-	<i>Shockwave</i>
DoA	-	<i>Direction of arrival</i>
TDoA	-	<i>Time difference of arrival</i>
GCC	-	<i>Generalized cross-correlation</i>
PhaT	-	<i>Phase transform</i>
CPA	-	<i>Closest point of approach</i>
CAEx	-	<i>Centro de Avaliações do Exército</i>
RMS	-	<i>Root mean square</i>
DFT	-	<i>Discrete Fourier Transform</i>
FFT	-	<i>Fast Fourier Transform</i>
IFFT	-	<i>Inverse Fast Fourier Transform</i>
STFT	-	<i>Short-time Fourier Transform</i>
FAL	-	<i>Fuzil automático leve</i>
EQMI	-	<i>Erro quadrático médio iterativo</i>
FPGA	-	<i>Field programmable gate array</i>
DMA	-	<i>Direct memory access</i>
GPS	-	<i>Global Positioning System</i>

### SÍMBOLOS

<i>Hz</i>	-	<i>Hertz</i>
<i>kHz</i>	-	<i>Kilo-Hertz</i>
<i>m</i>	-	<i>Metros</i>
<i>dB</i>	-	<i>Decibel</i>
<i>w</i>	-	<i>Frequência digital</i>

$f$	-	<i>Frequência analógica</i>
$rad$	-	<i>Radianos</i>
$s$	-	<i>Segundos</i>
$fs$	-	<i>Frequência de amostragem</i>
$*$	-	<i>Operador convolução</i>
$\mathcal{F}$	-	<i>Operador Transformada de Fourier</i>
$R$	-	<i>Densidade espectral</i>
$\int$	-	<i>Operador integral</i>
$r$	-	<i>Correlação cruzada</i>
$\delta$	-	<i>Função impulso</i>
$j$	-	<i>Unidade imaginária</i>
$u$	-	<i>Vetor unitário</i>
$v_s$	-	<i>Velocidade do som</i>
$T$	-	<i>Temperatura</i>
$\tau$	-	<i>Defasagem (amostras)</i>
$\bar{\tau}$	-	<i>Defasagem (tempo)</i>
$p_i$	-	<i>Posição do microfone <math>i</math></i>
$\phi$	-	<i>Ângulo de azimute</i>
$\theta$	-	<i>Ângulo complemento da elevação</i>

## RESUMO

O presente projeto de fim de curso apresenta um estudo sobre a detecção e a estimação da direção de chegada de disparo de arma de fogo, utilizando um *hardware* de tempo real e um arranjo espacial de 7 microfones. Os sinais de tiro são detectados e em seguida processados por um algoritmo de estimação de direção de chegada (DoA, *direction of arrival*) que utiliza a correlação cruzada generalizada (GCC, *Generalized Cross-Correlation*) para medir as diferenças de tempo de chegada entre os pares de microfones. Utilizando técnicas de tempo real, não ocorre perda de informação do ambiente pois os processos de detecção e estimação de DoA ocorrem em paralelo. Se o projétil for supersônico, é possível estimar a distância da fonte do disparo da arma de fogo.

## ABSTRACT

This final project presents a study on the detection and estimation of direction of arrival (DoA) of gunshots signals, using a real-time hardware and a spatial array of seven microphones. The gunshots are detected and then processed by an algorithm for estimating direction of arrival using the generalized cross-correlation (GCC) to measure the time difference of arrival (TDoA) between pairs of microphones. Using real-time techniques, there is no loss of information of the environment because the processes of detection and estimation of DoA occur in parallel. If the projectile is supersonic, it is possible to determine the distance from the source of the discharge of the firearm.

## 1 INTRODUÇÃO

A presente monografia tem por finalidade abordar o conteúdo teórico e prático desenvolvido ao longo do projeto final de curso realizado no Instituto Militar de Engenharia no curso de Engenharia Eletrônica.

Um caçador, também conhecido pelo termo em inglês *sniper*, é um combatente altamente especializado, treinado para acertar alvos longínquos, fazendo uso de um armamento que dispara projéteis supersônicos. Mais que para o tiro à distância, ele é habilitado para o reconhecimento de alvos estratégicos, sejam estes humanos ou materiais, para a coleta de informações sobre o inimigo e para a autopreservação. Os caçadores atuam em dupla, sendo um o atirador e outro o olheiro, escondendo-se e camuflando-se tanto quanto lhes for possível. Podem atuar em diversos terrenos e seu posicionamento leva em conta a geografia do ambiente.

Atuando em campo aberto, deserto, selva, mar ou ambiente urbano, baseiam-se no princípio de "um tiro uma morte", pois um tiro custa a ele não só o alerta ao inimigo sobre sua presença como também a possibilidade de ser capturado ou abatido. No intuito de proteção contra caçadores, o principal objetivo é determinar, para fins de contra-ataque, investigação forense e correção de falhas de segurança, a posição geográfica do atirador, a partir de sinais acústicos relacionados ao tiro e outras considerações lógicas.

Dada a importância de se possuir um sistema anti-caçadores, o presente projeto final de curso propõe uma implementação de um sistema em tempo real de detecção e localização de atiradores utilizando um arranjo de microfones. Primeiramente, será abordada uma revisão teórica sobre os sinais de tiro e seus diferentes tipos. Na sequência será apresentado o arranjo de sete microfones escolhido para o projeto e suas principais características. Os próximos dois capítulos tratarão de sistemas e algoritmos de detecção e lo-



calização de atiradores seguidos por um capítulo sobre sistemas em tempo real. Por último, será feita uma descrição dos equipamentos utilizados e da implementação do sistema embarcado, bem como os resultados obtidos até o presente momento.

Atualmente existem diversos trabalhos realizados neste intuito como o *Boomerang*, equipamento do Exército Americano, no qual um arranjo com sete microfones detecta o tiro e fornece dados de direção e distância do executor do disparo. Na esfera civil, foi implantado em 2010 de forma pioneira no Brasil, na cidade de Canoas-RS, um sistema de detecção de disparos de arma de fogo pela *American Security Internacional Corporation (ASIC)*, empresa norte-americana que já instalou o produto em 52 cidades dos EUA, obtendo naquela cidade taxas de redução de homicídios de até 60% nas regiões próximas ao equipamento. No Rio de Janeiro, existe a previsão de implantar um sistema semelhante visando aumentar a segurança na cidade para eventos como a Copa do Mundo de 2014 e as Olimpíadas de 2016. Vale salientar que os sistemas civis urbanos citados anteriormente baseiam-se em microfones espalhados em pontos estratégicos e não concentrados em um único arranjo, como abordado por este projeto.

A detecção e localização de atiradores é um tema atual e que cresce de importância na medida em que se buscam soluções para os problemas de violência, principalmente nas grandes cidades. Com este intuito, o presente trabalho visa colaborar com o desenvolvimento dos estudos nesta área, principalmente no tocante ao desenvolvimento de equipamentos e soluções anti-caçadores.

## 2 OS SINAIS DE TIROS

O presente capítulo abordará os sinais de tiro e as suas principais características. Um disparo de arma de fogo produz um som gerado pela deflagração do cartucho na arma e outro gerado quando o projétil em movimento dispersa as moléculas do meio que se encontram em sua trajetória, provocando assim um sinal impulsivo com uma assinatura bem característica. Estes dois eventos caracterizam um sinal de tiro típico. Sinais sonoros de tiro podem variar de acordo com características como calibre, velocidade do projétil e composição química do propelente (BECK, 2011).

Existem duas ondas características de um sinal de tiro, conhecidos em inglês como *muzzleblast* - *MB* e *ballistic shockwave* - *SW*.

### 2.1 MUZZLEBLAST

O *muzzleblast* - *MB* é o sinal gerado pela explosão da carga propelente do projétil no cano da arma, o que gera grandes ondas de pressão que impulsionam o projeto para sua trajetória. O MB poderá ser ouvido se o armamento não possuir um silenciador. Na Fig. 2.1 podemos ver um sinal típico de *muzzleblast*, gravado no Centro de Avaliações do Exército (CAEx) a uma distância de 400 m com uma taxa de amostragem de 96 kHz e utilizando um arranjo de microfones que será descrito posteriormente.

O MB é um sinal altamente direcional, produzindo o mais alto nível sonoro para a frente da arma. Naturalmente, a onda sonora sofrerá atenuação em função da distância, reflexões e absorção atmosférica. Estes aspectos juntamente com o nível de ruído são limitantes para a distância à qual o MB pode ser detectado, pois, a partir de uma certa distância, o sinal passa a possuir uma amplitude igual ou menor que a do ruído, tornando o trabalho

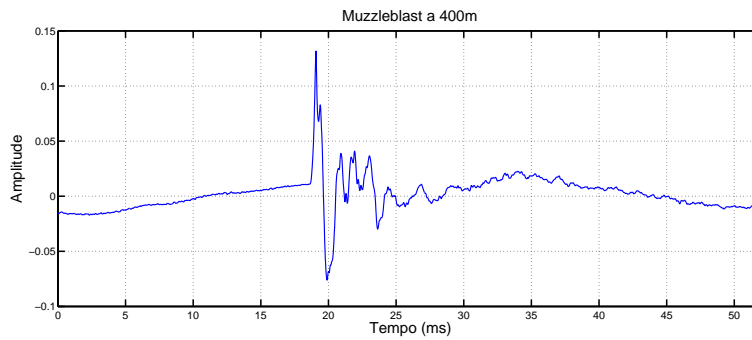


FIG. 2.1: Muzzleblast gravado a uma distância de 400 m do atirador.

de detecção mais difícil.

Na Fig. 2.2 temos dois sinais de tiro ambos com os dois tipos de onda, MB e SW (esta última sendo tratada na próxima sessão). Pode-se notar a atenuação do MB em função da distância do atirador e a sua amplitude relativa ao SW. Apesar de a amplitude da SW ser menor devido à distância da trajetória do projétil aos microfones ser maior, ainda assim a relação sinal-ruído permanece alta, o que não ocorre para o MB. Este problema pode ser melhorado utilizando-se microfones de melhor sensibilidade e maior alcance dinâmico.

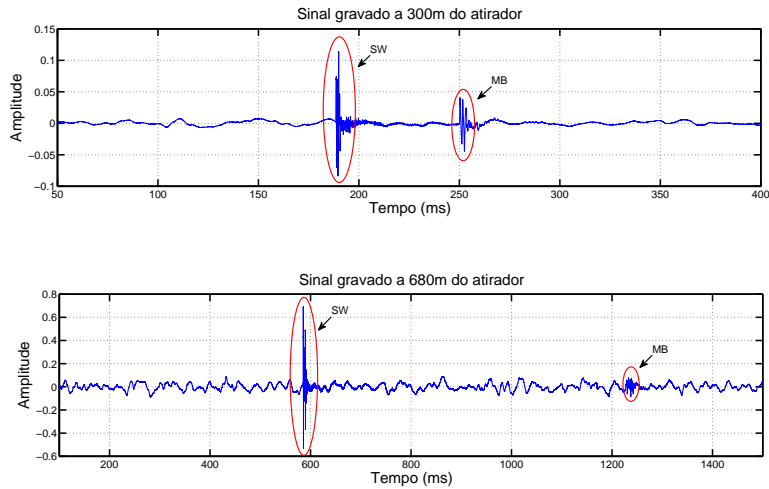


FIG. 2.2: Comparativo entre sinais de tiro gravados a 300 e a 680 m. Pode-se notar que a 680 m o MB está praticamente da mesma amplitude do ruído, podendo ser identificado apenas pela sua variação no tempo.

## 2.2 BALLISTIC SHOCKWAVE

Se o projétil atingir uma velocidade superior à do som, as moléculas do meio tornam-se altamente comprimidas e dobram ao redor daquele. Como consequência, uma onda de choque bem aguda é formada e denominada *ballistic shockwave* - *SW*. O ângulo entre esta onda de choque e a trajetória do projétil é chamado de ângulo *mach* e é proporcional à velocidade do mesmo. Na Fig. 2.3 podemos ver um sinal típico de SW gravado no CAEx a uma distância de 400 m do atirador e a uma distância mínima da trajetória do projétil de aproximadamente 200 m.

A onda de choque também é conhecida como onda-N, devido à sua forma de onda no domínio do tempo ter uma ascensão e queda muito abruptas, tornando-a parecida com a letra "N". A primeira ascensão é causada pela alta compressão do ar em frente ao projétil enquanto que a súbita ascensão no final da onda é criada quando o ar preenche novamente o espaço vazio gerado pela passagem do projétil. O período da onda "N" varia em função

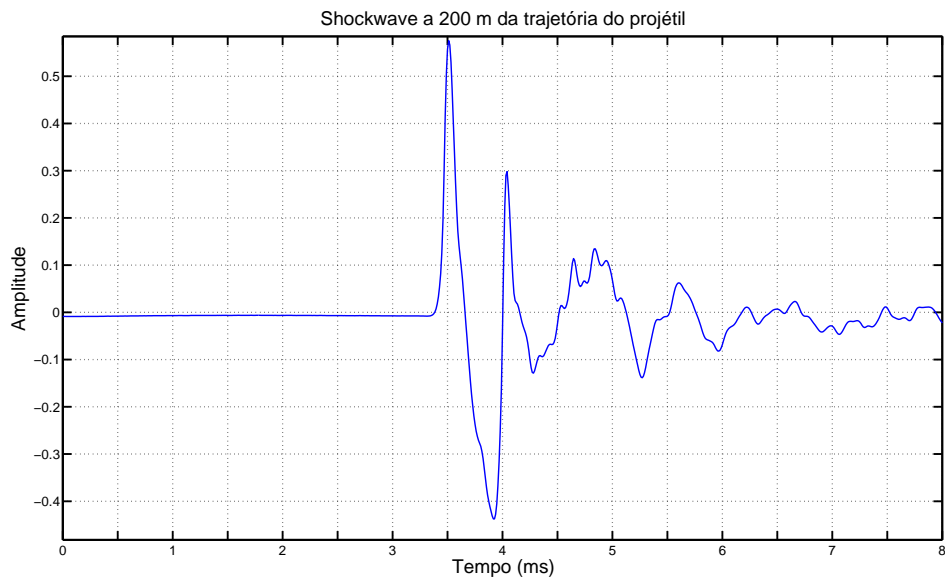


FIG. 2.3: Shockwave gravada a uma distância de 200 m da trajetória do projétil.

da pressão exercida pela onda de choque, da velocidade do som no meio considerado e da distância mínima entre o sensor e a trajetória do projétil (DUMOND, 1945). Pode-se perceber ainda pela Fig. 2.3 que o sinal SW, que possui um período de aproximadamente 0,5 ms é mais impulsivo que o sinal de MB, que tem um período de aproximadamente 3 ms.

Em geral, observa-se que a SW chega ao sensor antes do sinal de MB devido ao fato da SW ser gerada juntamente ao projétil, que possui velocidade superior à do som. No entanto, em alguns casos pode ocorrer de o MB não chegar ao sensor devido a algum obstáculo que o fez refletir, ocasionando apenas a chegada da SW. O tempo de chegada entre as duas ondas é função da distância do atirador, o que pode-se comprovar analisando novamente a Fig. 2.2.

Pode ocorrer ainda de termos apenas a chegada do sinal MB e não de SW. Isso acontece pois, diferentemente do MB cujo sinal se propaga em todas

as direções, o sinal da SW propaga-se na direção da trajetória do projétil formando o ângulo *mach* em torno da mesma. Caso este cone formado pela *shockwave* não esteja na direção do arranjo de microfones (arranjo atrás do atirador por exemplo) a mesma não será gravada pelos sensores, conforme podemos ver na Fig. 2.4.

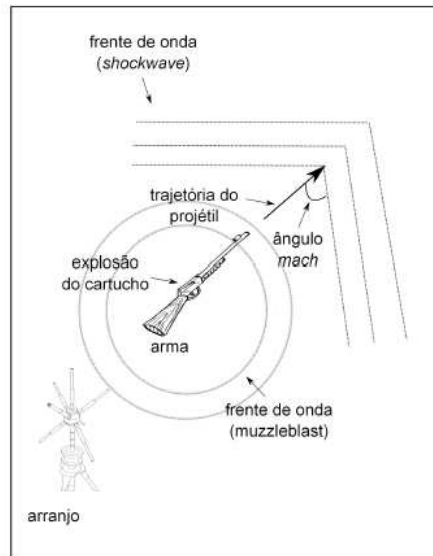


FIG. 2.4: Caso em que somente o sinal de MB será detectado, pois o arranjo de microfones não está na direção da frente de onda SW.

Por fim, realizou-se uma análise em frequência de um sinal de tiro gravado no CAEx, a uma distância de 500 m do arranjo de microfones, através de um espectrograma, conforme podemos ver na Fig. 2.5. Na figura de cima, temos o sinal de tiro no tempo e, na de baixo, temos a distribuição da energia de cada intervalo de tempo do sinal nas diferentes frequências. Neste espectrograma foi utilizada uma janela com 96 amostras e uma sobreposição de 50%.

Pode-se observar que a SW possui considerável energia nas altas frequências (até 16 kHz aproximadamente), enquanto o MB tem um pico no espectrograma que vai aproximadamente até 5 kHz. O restante da energia deste

sinal encontra-se nas baixas frequências, sendo caracterizado pelo ruído ambiente. Esta análise será importante para o estudo de detecção dos sinais de tiro, conforme será tratado em capítulo posterior.

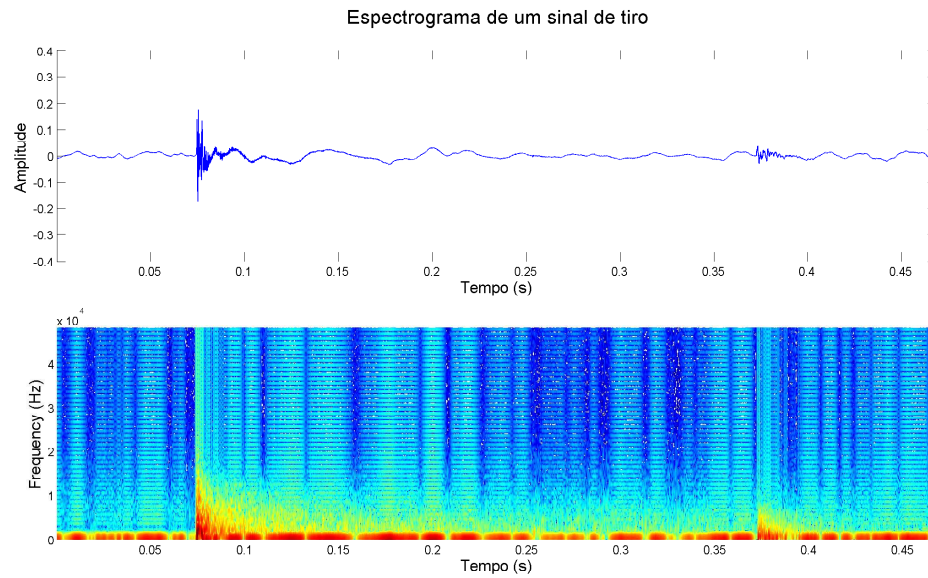


FIG. 2.5: Espectrograma de um sinal de tiro de AGLC. Na figura de cima temos o sinal de tiro no tempo. Na de baixo, tem-se para cada intervalo de tempo a distribuição da energia nas diferentes frequências.

### 3 ARRANJO ESPACIAL DE MICROFONES

Este capítulo destina-se a descrever o arranjo de microfones utilizado para o sistema e os equipamentos e acessórios empregados para preparar o sinal para ser amostrado posteriormente. O arranjo espacial de microfones mostrado na Fig. 3.1 é composto por sete microfones BEHRINGER EMC8000, dispostos de forma aproximadamente simétrica em torno de um centro e montado sobre uma base que se adapta a um tripé. Os ângulos  $\phi$  e  $\theta$  definem o vetor unitário  $\mathbf{a}_{\theta,\phi} = \begin{bmatrix} -\sin \theta \cos \phi & -\sin \theta \sin \phi & -\cos \theta \end{bmatrix}^T$ , na direção da onda sonora plana que se aproxima do arranjo, e representam os ângulos de azimute e de complemento da elevação da fonte sonora.

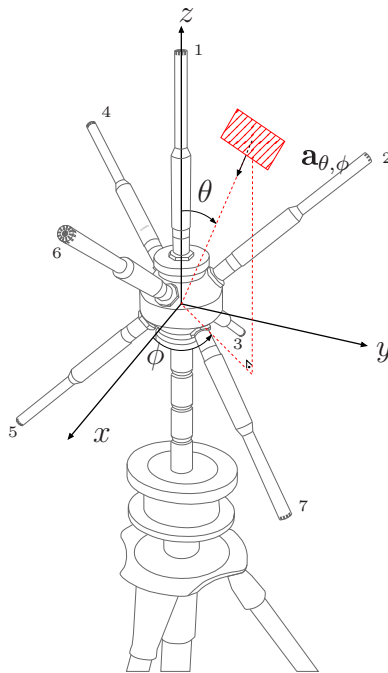


FIG. 3.1: O arranjo espacial de 7 microfones.



As coordenadas de cada microfone, conforme a Tab. 3.1, foram extraídas por profissionais de cartografia, visando obter a melhor precisão possível.

TAB. 3.1: Coordenadas de cada um dos microfones em relação ao centro do arranjo.

Mic/coordenadas(m)	x	y	z
1	0.031	0.04	0.266
2	-0.085	0.184	0.154
3	-0.204	0.014	-0.176
4	-0.085	-0.176	0.156
5	0.107	-0.175	-0.174
6	0.231	0.004	0.160
7	0.119	0.184	-0.170

Os microfones BEHRINGER EMC8000 são do tipo condensadores e possuem uma resposta em frequência aproximadamente linear, o que evita distorções dos sinais captados. Este tipo de microfone possui também características de omnidirecionalidade, ou seja, possui uma mesma sensibilidade independente da direção de chegada do sinal sonoro. Essas características podem ser observadas na Fig. 3.2.

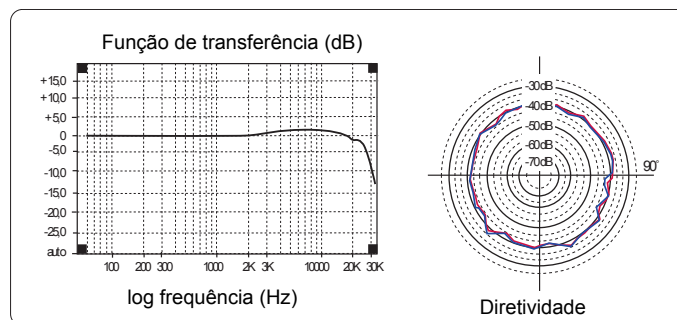


FIG. 3.2: Características do microfone BEHRINGER EMC8000. Na figura da esquerda, a função de transferência do ganho do microfone em função da frequência, aproximadamente linear. Na da direita, o diagrama de diretividade, mostrando a sensibilidade do microfone em função do ângulo de chegada do sinal sonoro.

Os sons de disparo são coletados pelo arranjo cujos microfones são condicionados pelo equipamento Presonus FIREPOD que, além de fornecer a alimentação (*phantom power* - 48 V) aos microfones, ajusta o nível do sinal para a entrada nos módulos de aquisição (conversores A/D) do sistema de detecção. O padrão do condutor entre os microfones é o XLR, que pode ser visto na Fig. 3.3. Este tipo de condutor possui três pinos sendo chamados "terra", "hot" e "cold". O sinal em um dos condutores ("cold") encontra-se invertido em relação ao outro ("hot"), logo após a captura pelo microfone e, quando chega no receptor (FIREPOD), será invertido novamente e somado ao seu par. Isso faz com que o sinal seja mantido mas o ruído adquirido ao longo do cabo cancelado. Isto é de vital importância quando se trabalha com sinais sonoros pois aumenta-se significativamente a relação sinal-ruído dos sinais favorecendo a detecção que será feita nos próximos estágios do sistema, após a amostragem. O padrão XLR e seus sinais podem ser vistos na Fig. 3.3.

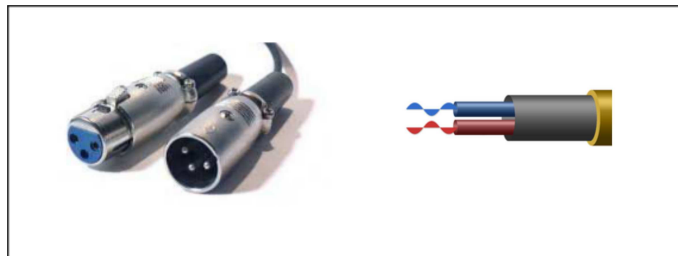


FIG. 3.3: Padrão de condutor XLR.

## 4 DETECÇÃO E CLASSIFICAÇÃO DE SINAIS IMPULSIVOS

Este capítulo trata da detecção e classificação de sinais impulsivos que no caso específico deste projeto são sinais de disparo de armas de fogo. Este assunto é de interesse especial para a segurança pública e para o meio militar. Existe uma gama de pesquisas em torno da teoria de detecção e classificação de tiros, muitas delas mostrando-se muito complexas utilizando algoritmos como *short-time Fourier transform*, misturas Gaussianas, modelos de máxima verossimilhança e cadeias de Markov, todos eles muito efetivos no intuito de detectar e classificar sinais de tiro. No entanto, tais algoritmos são custosos em termos computacionais, o que torna sua utilização em campo pesada devido principalmente à demanda de energia (CHACON, 2011).

Um sinal típico de tiro, como visto anteriormente, é composto por dois fenômenos: primeiro, o *muzzleblast* - *MB*, causado pela expansão dos gases do cartucho. Segundo, se o projétil tiver velocidade supersônica causará uma onda de choque *shockwave* - *SW* que propaga-se afastando-se da trajetória do tiro.

As características dos sinais de tiro são determinadas por fatores como calibre da munição, o comprimento do cano da arma, e as propriedades químicas do propelente. Além do mais, em torno o espectro de um sinal impulsivo de um disparo existe geralmente mais informação sobre a acústica do ambiente do que sobre as próprias características da arma e do projétil. Tentativas de detectar uma onda "N" de um sinal SW torna-se difícil a medida em que a onda perde seu formato devido a uma dispersão não linear ou até mesmo desaparece no momento em que o projétil perde velocidade ou atinge algum obstáculo.

Do mesmo modo, um sinal MB sofre atenuação em função da distância do atirador, o que faz com que sua magnitude fique próxima à do ruído, o que dificulta sua detecção (FREIRE, 2010) como podemos ver na Fig. 2.2.

#### 4.1 DETECÇÃO

Uma arquitetura básica de detecção é proposta de acordo com a Fig. 4.1. Um sinal pré-processado é comparado com um valor limite adaptativo, tipicamente uma média móvel ou valor RMS (*root mean square* - raiz média quadrática) do mesmo sinal, multiplicado por uma constante  $C$ , responsável por ajustar a sensibilidade. Dentre os algoritmos de pré-processamento

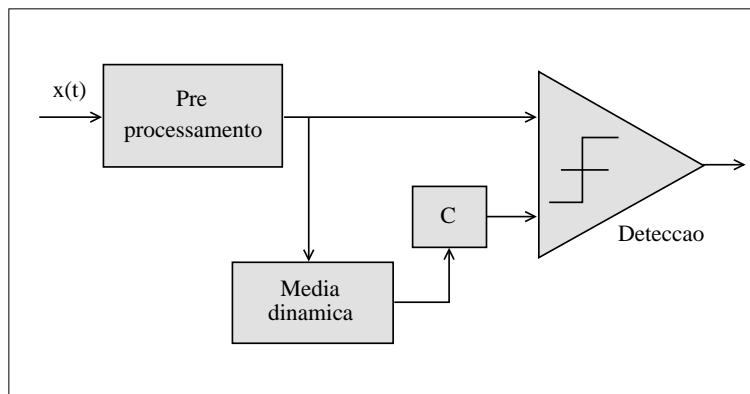


FIG. 4.1: Estrutura básica de um algoritmo de detecção.

pode,os citar o de valor absoluto, o filtro de mediana e a correlação com um sinal padrão.

##### 4.1.1 VALOR ABSOLUTO

O valor absoluto do sinal de entrada é tomado antes de ser introduzido no esquema de detecção da Fig. 4.1. Uma vez que  $abs[x(t)]$  é um mapeamento da estimação de energia do sinal( $x^2(t)$ ), suas performances podem ser consideradas equivalentes. Neste esquema, uma variação abrupta da energia do sinal será detectada pelo algoritmo.

#### 4.1.2 FILTRO DE MEDIANA

O sinal de entrada passa por um estimador de energia e em seguida é introduzido em uma cadeia de atrasos com seis blocos seguidos, onde cada bloco insere um atraso de 1ms do sinal. O sinal de entrada e as seis saídas atrasadas formam uma janela de procura de tamanho igual a sete, a qual alimenta um filtro de mediana cuja saída é subtraída do sinal após o terceiro bloco de atraso (i.e., o meio da janela). Isto será considerado a energia normalizada que entra no comparador do esquema de detecção conforme a Fig. 4.2. O filtro de mediana implementado é da forma: (CHACON, 2011)

$$y(n) = \text{median}\{x(n - i\Delta_n)\} \quad (4.1)$$

onde  $\Delta_n = F_s \cdot 1ms$  e  $F_s = 48kHz$ . Em geral, o comportamento do filtro de mediana é similar a um filtro passa-baixas, na medida em que suaviza o sinal mas conserva as mudanças abruptas.

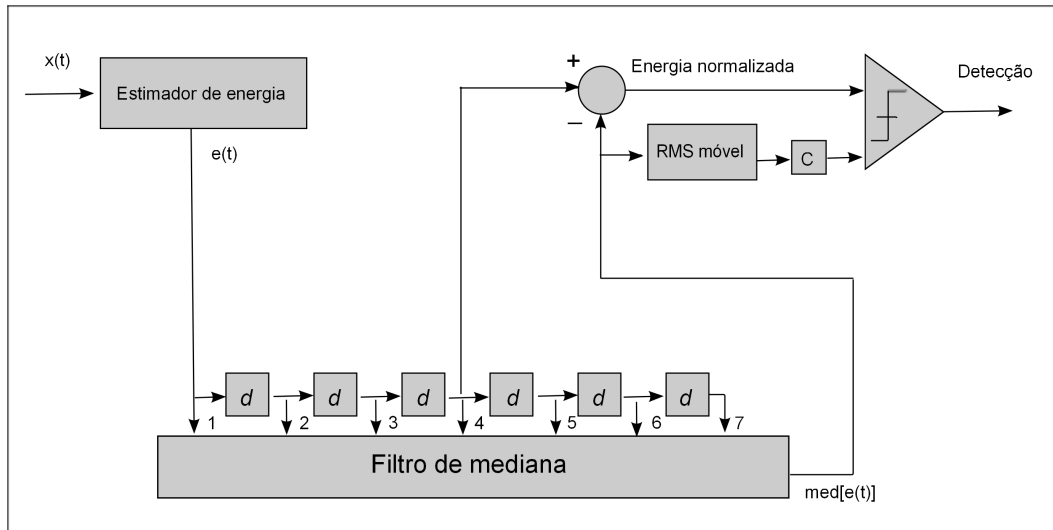


FIG. 4.2: Estrutura do algoritmo de filtro de mediana.

### 4.1.3 CORRELAÇÃO COM UM SINAL PADRÃO

A estrutura de detecção é mostrada na Fig. 4.3 Primeiramente, um sinal padrão é gravado para ser utilizado na correlação cruzada com o sinal amostrado. O tamanho do sinal padrão deve ter o mesmo tamanho da janela de amostragem do detector. A cada iteração, a nova janela realiza uma correlação cruzada com o sinal padrão e o valor máximo deste resultado será comparado com o valor RMS do mesmo, verificando assim a ocorrência de um pico de correlação, o que aponta para a detecção de um sinal semelhante ao padrão armazenado. Neste método, geralmente usa-se uma janela deslizante com sobreposição de 50-75% entre janelas (MÄKINEN, 2010), afim de evitar que o sinal amostrado encontre-se próximo à borda da janela, o que poderia causar uma divisão do sinal entre duas janelas consecutivas.

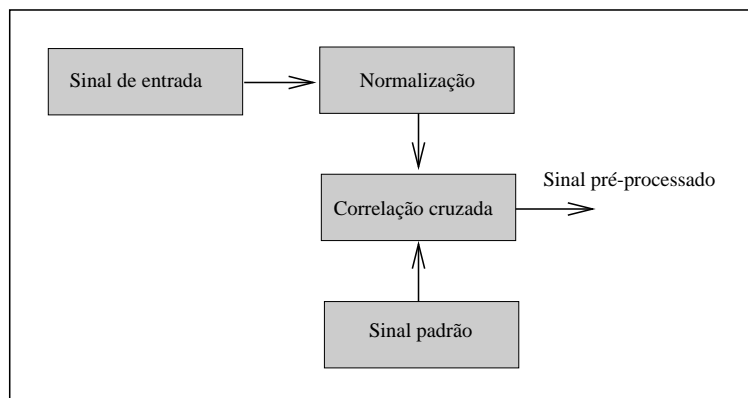


FIG. 4.3: Estrutura do algoritmo de pré-processamento por correlação cruzada com um sinal padrão.

## 4.2 CLASSIFICAÇÃO

Ambos os sinais, SW e MB, são sinais impulsivos, o que significa que algum sistema adicional deve ser utilizado para diferenciá-los. MÄKINEN (2010) propõe um sistema de classificação baseado em dois detectores de *shockwave*. O primeiro detector examina o espectro em frequência, classificando o sinal como SW se o sinal for dominado por altas frequências (acima de 1,6 kHz). O segundo examina o intervalo de tempo entre dois sinais impulsivos detectados. Se os dois picos estiverem próximos o suficiente, o primeiro será então classificado como SW. A lógica consiste no fato de que, devido ao fato de o projétil ser supersônico, a onda de SW chegará primeiro que a de MB. Se os dois detectores classificarem a onda como SW, o resultado final será então confirmado. No entanto, caso somente um dos detectores acuse a presença de SW, o resultado será então descartado. Isto ocorre devido à possibilidade de um sinal espúrio ser detectado pelo sistema de detecção, anterior ao de classificação. Por último, temos o caso em que nenhum dos detectores acusam a ocorrência de SW, sendo então o sinal classificado como *muzzleblast*. O diagrama de fluxo da Fig. 4.4 apresenta o procedimento descrito acima.

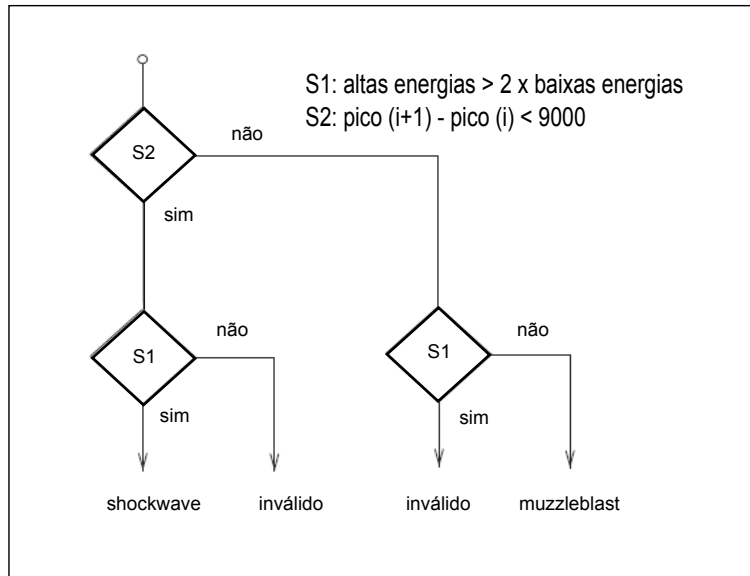


FIG. 4.4: Esquema proposto para classificar o sinal impulsivo detectado. As baixas energias são tomadas de 0 a 1,6 kHz e as altas de 1,6 a 16 kHz. O atraso entre sinais de 9000 amostras foi, neste caso, tomado com base em uma taxa de amostragem de 48 kS/s, o que equivale a 188 ms.

Os sinais acústicos associados a um disparo de arma de fogo podem ser usados para a extração de outras informações, como as características do armamento e da munição (DUFAUX, 2001). No caso de se detectar somente a assinatura da SW, a estimação limita-se somente na trajetória do tiro, calibre da arma e velocidade do projétil, embora não sejam estes últimos de interesse do presente trabalho. No caso da detecção do MB apenas, é possível estimar a direção do atirador, mas não sua posição exata, a menos que se possua vários arranjos de microfones em posições diferentes. Por último, no caso de termos SW e MB detectados, é possível obter a posição estimada do atirador com apenas um único arranjo de microfones. Estes resultados são resumidos na Tab. 4.1.

Com o intuito de detectar os picos do esquema da Fig. 4.4, depara-se com um problema: um simples detector de valor absoluto, é ineficaz no caso em



TAB. 4.1: Possíveis dados obtidos em função dos sinais detectados.

Observação	Direção do atirador	Trajetoária do projétil, velocidade e calibre	Posição do atirador
MB	Sim	Não	Não
SW	Não	Sim	Não
MB e SW	Sim	Sim	Sim

que o MB está com um relação sinal-ruído muito baixa, como foi mostrado na Fig. 2.2. Para contornar esta situação, MÄKINEN (2010) propõe uma detecção baseada na chamada função envelope de energia (*envelope energy function*), onde é realizada a soma das componentes de energia do sinal em uma determinada faixa de frequência, como dado pela equação abaixo:

$$E(t) = \sum_{k \in \kappa} |STFT_x^w(t, k)|^2, \quad (4.2)$$

onde  $STFT_x^w$  é a transformada de tempo curto de Fourier (*short-time Fourier transform*) e  $k$  define a faixa de frequências<sup>1</sup> a serem somadas dentro do domínio de  $\kappa$ . Após extraída a função de envelope de energia, esta entrará como função de pré-processamento do detector proposto por CHACON (2011), como visto na Fig. 4.1.

Analisando-se os sinais da base de dados gravada no CAEx e aplicando-se a função de envelope de energia em sinais de MB de vários armamentos e várias posições, chegou-se a um valor para o domínio de  $\kappa$  na Eq. 4.2, definindo-o na faixa de 400 a 800 Hz. Para determinar esse valor, procedeu-se da seguinte maneira: em um primeiro momento calculou-se a média da energia dos sinais na faixa de 400 a 800 Hz, utilizando-se para isso uma FFT, transformada rápida de Fourier (*fast Fourier transform*), para o sinal sem o MB, ou seja, o sinal foi terminado na iminência do MB, assim como mostra a

<sup>1</sup>A frequência digital  $w$  correspondente à variável  $k$  vale  $w = 2\pi.k/w$ ,  $N$  sendo o número de pontos da DFT. Lembra-se ainda que as frequências digital ( $w$  em rad/s) e analógica ( $f$  em Hz) relacionam-se por  $f = 2\pi.f_s/w$ .

Fig. 4.5. Posteriormente, fez-se a mesma análise, agora para o sinal completo e comparou-se os resultados. Nesta análise, assumimos que o ruído de fundo presente no sinal até a ocorrência do MB mantém suas características durante o transiente do mesmo.

Na Fig. 4.6, podemos observar os resultados da comparação da média da energia para sinais de FAL a 400 m, 556 a 500 m e AGLC a 680 m, sendo analisados um total de 8 tiros para cada um, com e sem o transiente gerado pelo MB. Pode-se observar que todos os sinais com a presença do transiente do MB possuem uma média de energia na faixa considerada maior do que a do sinal sem o MB. Nota-se também que esta diferença varia de acordo com o armamento e com a distância da fonte do disparo.

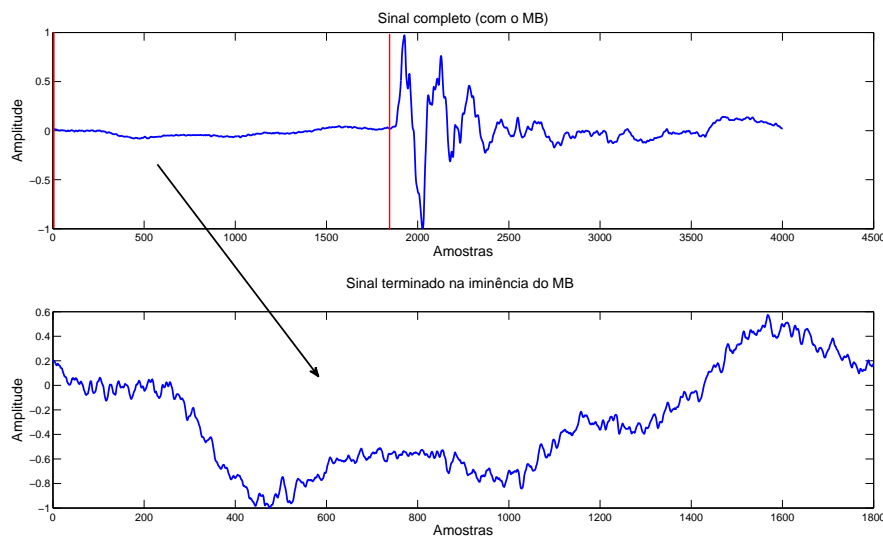


FIG. 4.5: Sinal com (figura superior) e sem (figura inferior) o transiente do MB. O sinal sem o MB foi normalizado.

Uma vez definida a faixa de frequências que caracteriza um sinal com MB e adaptando a técnica proposta por MÄKINEN (2010), este trabalho propõe um esquema de detecção de *muzzleblast* baseado na filtragem do sinal na faixa de frequências considerada. Após detectado a presença de um sinal

de MB pela função envelope de energia na janela em análise, realiza-se uma filtragem passa-faixas com banda de passagem de 400 a 800 Hz, utilizando-se a técnica de zerar os coeficientes da FFT do sinal que não pertencem à faixa citada.

Realizando-se a inversa da transformada rápida de Fourier, ou IFFT, o sinal retorna para o domínio do tempo apenas com as componentes em frequência pertencentes à banda de passagem. O sinal filtrado resultante  $x_{filt}(t)$ , dado um sinal de entrada  $x(t)$ , é dado pela equação:

$$\begin{aligned} x_{filt}(t) &= IFFT\{X(k)\}, \\ X(k) &= FFT\{x(t)\}. \end{aligned} \tag{4.3}$$

Sendo o domínio de  $k$  dado por:  $k \in \kappa, \kappa/w \in [2\pi 400, 2\pi 800] \cup [2\pi - 2\pi 800, 2\pi - 2\pi 400]$  e  $X(k) = 0$ , caso contrário.

Após filtrado, o transiente de MB encontra-se agora mais evidente e pronunciado em relação ao restante do sinal, podendo ser detectado por um simples detector de valor absoluto, conforme o da seção anterior. A vantagem desta técnica é poder determinar exatamente o local da ocorrência do MB na janela analisada, o que facilitará o recorte do sinal para posterior tratamento no algoritmo DoA.

A Fig. 4.7 mostra sinais de tiro de MB antes e após serem filtrados. Os sinais mostrados nesta figura são os mesmos da análise anterior e correspondem àqueles que tiveram a menor diferença entre a média da energia com o MB e a média da energia sem o MB, conforme a Fig. 4.6. Para o FAL a 400 m foi escolhido o sinal 2, para o 556 a 500 m o sinal 3 e para o AGLC a 680 m foi escolhido o sinal 6. Isto mostra o fato de que, apesar de estes sinais terem obtido pouca diferença na média de energia em relação aos seus respectivos sinais sem o MB, a filtragem ainda torna o transiente de MB mais visível e detectável, mesmo para os piores casos.

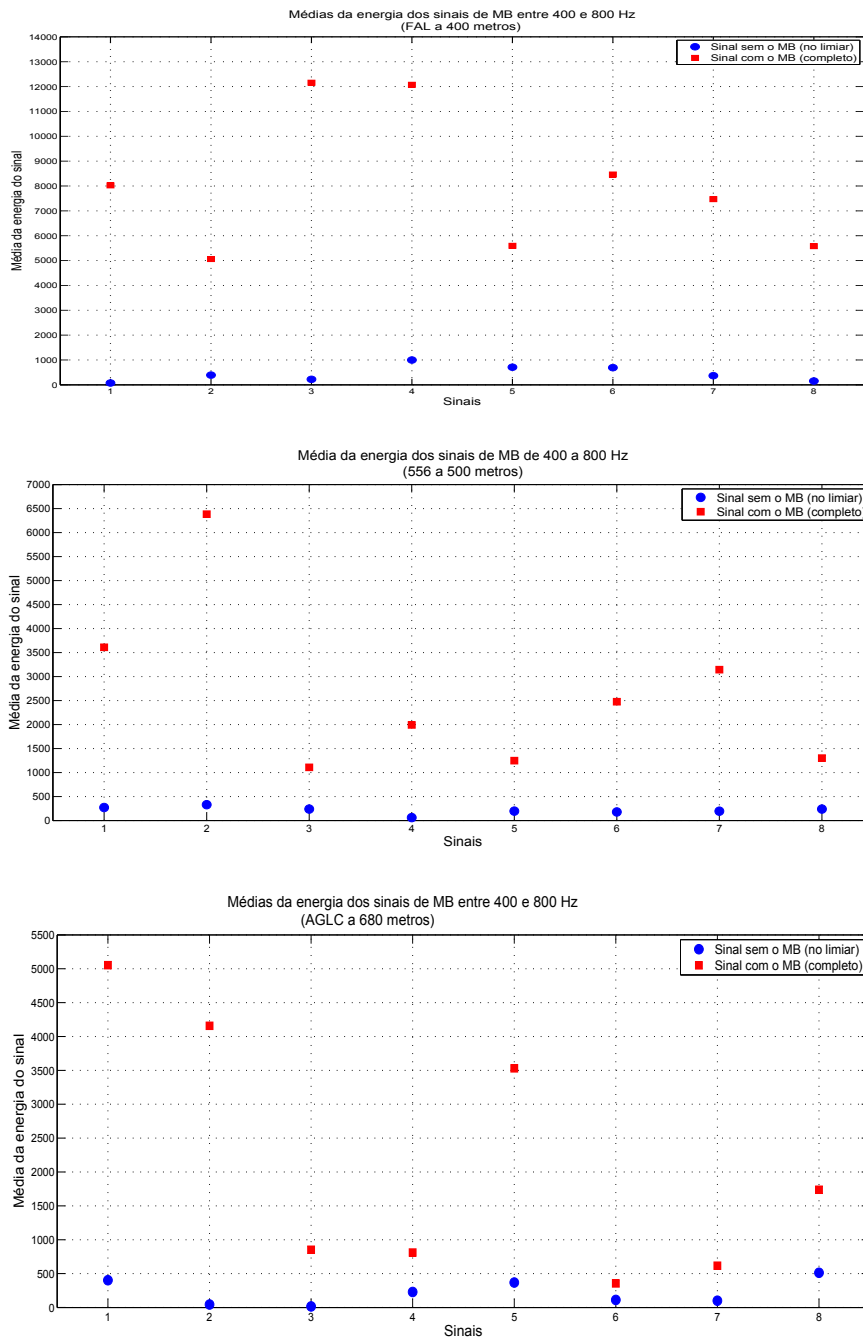


FIG. 4.6: Comparativo da média da energia na faixa entre 400 e 800 Hz para vários sinais de *muzzleblast*. Pode-se observar que a presença do transiente do MB aumenta a média da energia nesta faixa.

Uma última proposta é feita no sentido de estender a filtragem do sinal de MB para o sinal de SW, ou seja, filtrar-se todo o sinal com o intuito de melhorar a detecção de seus transientes, seja de *shockwave*, seja de *muzzleblast*. O motivo de tal proposta é o fato de que, como o sinal de SW é mais impulsivo que o sinal de MB e conseqüentemente possui um espectro de energias ainda mais amplo que este, a filtragem de todo o sinal ressaltaria não só os transientes de MB mas também os de SW, tornando ambos detectáveis pelo detector de valor absoluto proposto por CHACON (2011). Um exemplo de sinal com vários tiros filtrado pelo passa-faixas descrito pela Eq. 4.3 é mostrado na Fig. 4.8, onde um sinal com 10 tiros de FAL a 400 m do atirador, gravados no CAEx a uma taxa de amostragem de 96 kHz, foram filtrados na faixa entre 400 e 800 Hz.

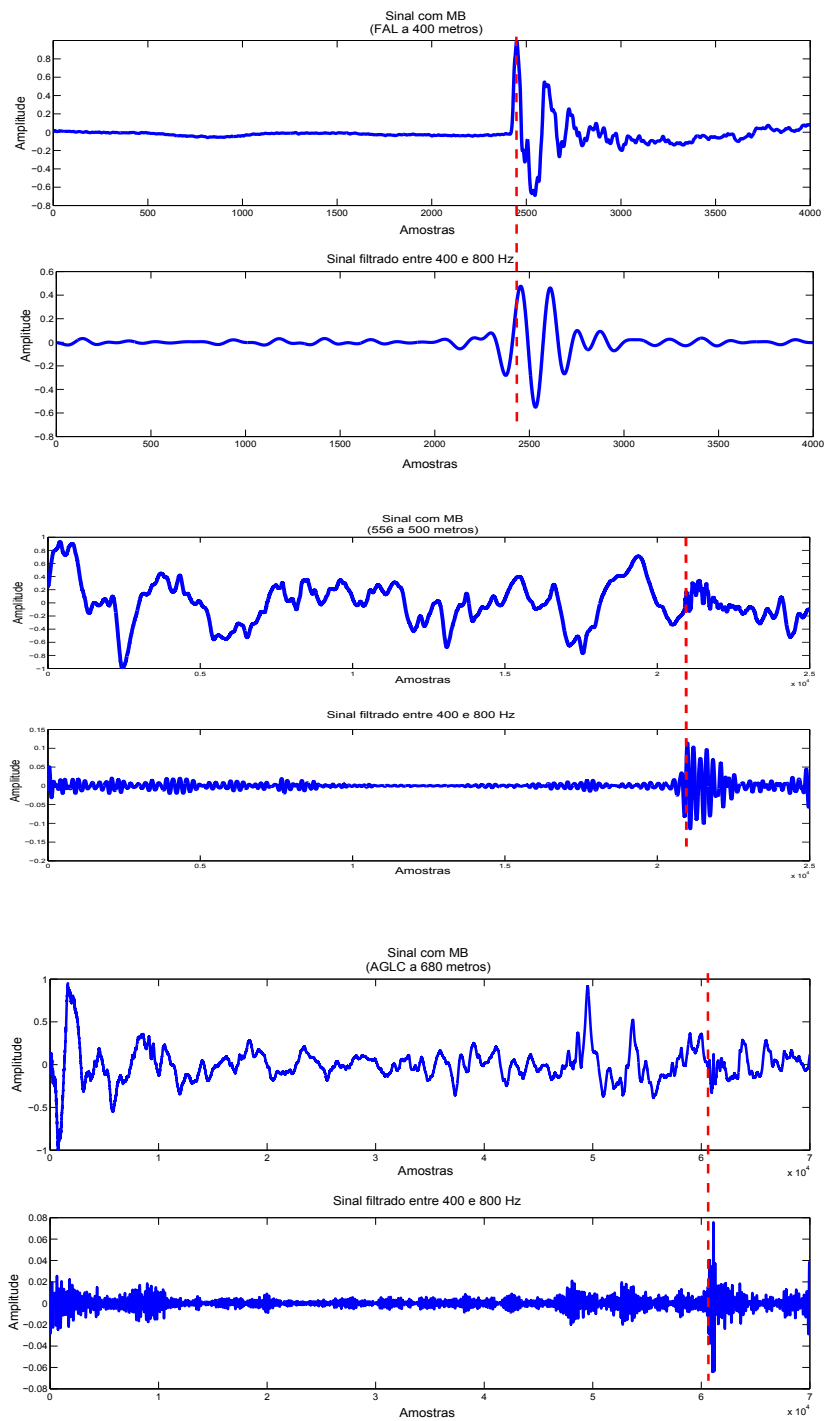


FIG. 4.7: Sinais de tiro de MB antes e após serem filtrados. Observa-se que o MB, que em alguns casos possuía uma péssima relação sinal-ruído, agora torna-se detectável apenas por seu valor absoluto. A linha tracejada marca o início do MB.

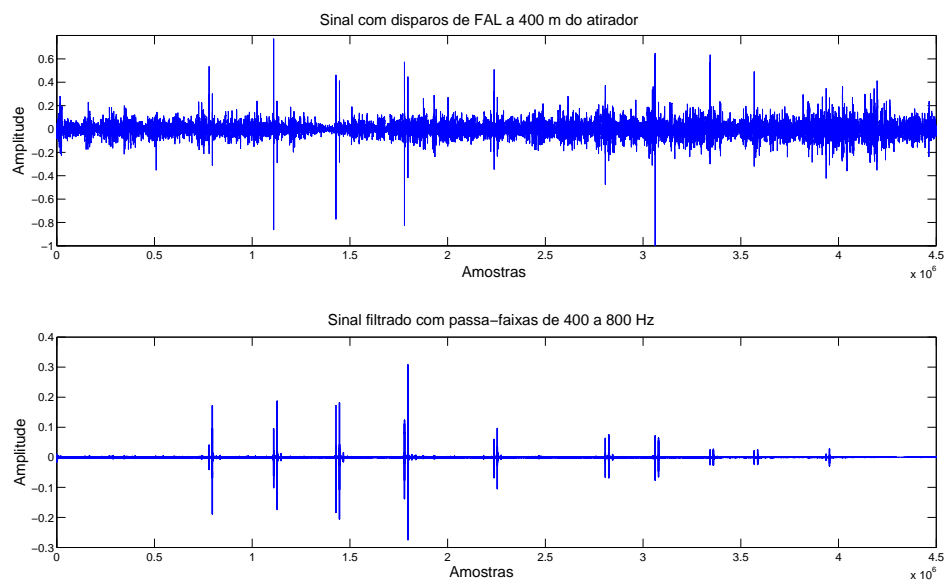


FIG. 4.8: Sinais de tiro de FAL a 400 m do atirador, gravados no CAEx a uma taxa de amostragem de 96 kHz (figura superior). Pode-se observar que todos os 10 sinais têm os seus transientes de SW e MB ressaltados após uma filtragem passa-faixas entre 400 e 800 Hz (figura inferior).

## 5 DETERMINAÇÃO DA DIREÇÃO DE CHEGADA E LOCALIZAÇÃO DA FONTE

Existem vários algoritmos para a estimação da direção de chegada com arranjo de microfones como *beamforming* (LAM, 2006), *Capon* (CAPON, 1969) (STOICA, 2005), *Music* (TREES, 2002) e o baseado em correlação cruzada generalizada ou GCC (*generalized cross correlation*) (TREES, 2002), este último sendo descrito neste capítulo e utilizado no sistema projetado pelo presente trabalho). Além da estimação da direção de chegada ou DoA (*direction of arrival*), é possível estimar-se, para o caso de um disparo supersônico, a posição aproximada do atirador. Informações como calibre, velocidade do projétil e trajetória não serão abordados neste trabalho.

### 5.1 CORRELAÇÃO CRUZADA GENERALIZADA

Esta seção descreve o método da Correlação Cruzada Generalizada (*Generalized Cross-Correlation*, GCC). O método GCC é um método empregável em sinais banda larga (FREIRE, 2011a), ao contrário dos outros citados anteriormente (*beamforming*, *Capon* e *Music*) que são banda estreita, sendo por este motivo o escolhido para a presente aplicação. O objetivo da GCC é obter a diferença dos tempos de chegada dos sinais ou TDoAs (*time difference of arrival*), para que em seguida, utilizando o algoritmo DoA, possamos obter também os ângulos  $\phi_{SW}$  e  $\theta_{SW}$  da onda de choque e os ângulos  $\phi_{MB}$  e  $\theta_{MB}$  do *muzzleblast*, para formar os vetores  $\mathbf{u}_{bSW}$  e  $\mathbf{u}_{MB}$ , unitários na direção de chegada das respectivas ondas.

O sinal pode ser modelado por uma fonte única com reverberação chegando aos microfones  $i$  e  $j$ . No domínio de tempo discreto, o sinal nos microfones é modelado como  $x_i(k) = s(k) * h_i(k) + n_i(k)$  and  $x_j(k) = s(k) * h_j(k) + n_j(k)$ ,



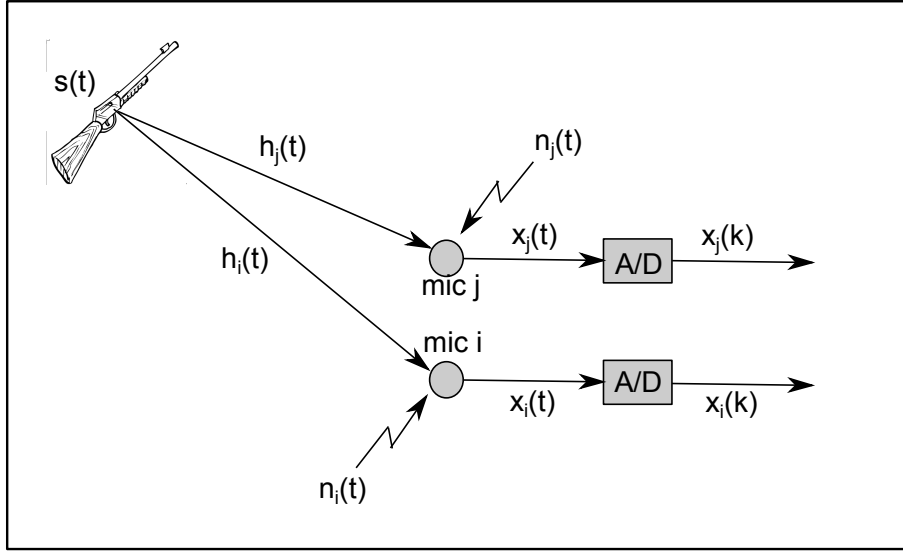


FIG. 5.1: Modelo do sinal sonoro de um tiro. O sinal  $s(t)$  convolui com o caminho acústico  $h_i(t)$  e é captado pelo microfone  $i$ , onde soma-se o ruído  $n_i(t)$ . Por fim, o sinal resultante  $x_i(t)$  é digitalizado pelo conversor analógico-digital (A/D).

sendo:

\* o operador de convolução;  $h_i(k)$  a resposta ao impulso (caminho acústico) entre o cano da arma e o microfone  $i$ ;  $n_i(k)$  o ruído somado ao sinal adquirido pelo microfone  $i$ . A Fig. 5.1 ilustra o processo descrito.

A correlação cruzada entre  $x_i(k)$  e  $x_j(k)$  será definida como  $r_{x_i x_j}(\tau) = E[x_i(k)x_j(k - \tau)]$ , e uma possível estimativa pode ser escrita como

$$\hat{r}_{x_i x_j}(\tau) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_i(k)x_j(k - \tau) = x_i(\tau) * x_j(-\tau). \quad (5.1)$$

Levando em conta a definição de densidade espectral  $R_x(e^{j\omega}) = \mathcal{F}\{r_x(\tau)\}$ , estimamos a densidade espectral cruzada entre  $x_i(k)$  e  $x_j(k)$  como

$$\begin{aligned} \hat{R}_{x_i x_j}(e^{j\omega}) &= \mathcal{F}\{r_{x_i x_j}(\tau)\} = \mathcal{F}\{x_i(\tau) * x_j(-\tau)\} \\ &= X_i(e^{j\omega})X_j(e^{-j\omega}), \end{aligned} \quad (5.2)$$

que corresponde a  $X_i(e^{j\omega})X_j^*(e^{j\omega})$  se  $x_j(k)$  é real.

Assumindo que o ruído está descorrelacionado, podemos substituir a correlação cruzada  $r_{x_i x_j}(\tau) = E \{ [s(k) * h_i(k)][s(k - \tau) * h_j(k - \tau)] \}$  de tal forma que (assumindo  $s(k)$  e  $h_j(k)$  reais)

$$\widehat{R}_{x_i x_j}(e^{j\omega}) = \underbrace{S(e^{j\omega})S^*(e^{j\omega})}_{\widehat{R}_s(e^{j\omega})=|S(e^{j\omega})|^2} H_i(e^{j\omega})H_j^*(e^{j\omega}). \quad (5.3)$$

Portanto, a correlação cruzada entre os sinais  $x_i(k)$  e  $x_j(k)$ , para o modelo de fonte única com reverberação é dada por

$$\widehat{r}_{x_i x_j}(\tau) = \mathcal{F}^{-1} \{ \widehat{R}_{x_i x_j}(e^{j\omega}) \} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} H_i(e^{j\omega})H_j^*(e^{j\omega})\widehat{R}_s(e^{j\omega})e^{j\omega\tau} d\omega.$$

### 5.1.1 AS FUNÇÕES DE PONDERAÇÃO DA GCC

Considerando (5.3) e (5.4), a GCC entre os microfones  $i$  e  $j$  é definida como (BENESTY, 2008)

$$r_{x_i x_j}^G(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \psi(\omega)\widehat{R}_{x_i x_j}(e^{j\omega})e^{j\omega\tau} d\omega, \quad (5.4)$$

onde a função de ponderação de frequências  $\psi(\omega)$  é usada com o intuito de melhorar a estimativa do atraso temporal. Vale ressaltar que em aplicações práticas é usada a Transformada Rápida de Fourier, *Fast Fourier Transform - FFT*, no lugar da Transformada Discreta de Fourier, *Discrete Fourier Transform - DFT*. Finalmente, a estimativa de TDoA é dada por

$$\tau_{ij} = \arg \max_{\tau} r_{x_i x_j}^G. \quad (5.5)$$

Fazendo  $\psi(\omega) = 1$ , é computada uma estimativa da correlação cruzada convencional ou sem pesos:  $\widehat{r}_{x_i x_j}(\tau)$ .

A função de ponderação da Transformada de Fase (*Phase Transform, Phat*) (KNAPP, 1976; BENESTY, 2008) é

$$\psi = \frac{1}{|\widehat{R}_{x_i x_j}(e^{j\omega})|}. \quad (5.6)$$

Neste caso, substituindo (5.6) em (5.4), pode ser notado que  $r_{x_i x_j}^G(\tau)$  resulta em  $\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j(\angle H_1 - \angle H_2 + \omega\tau)} d\omega$  e que, assumindo um atraso único ( $h_i(k) = \alpha_i \delta(k)$  e  $h_j(k) = \alpha_j \delta(k - \tau_{ij})$ ), levaria a  $r_{x_i x_j}^G(\tau) = \delta(\tau - \tau_{ij})$ , como indicação do atraso temporal.

A GCC Phat mostra ter melhor desempenho do que a GCC clássica principalmente em ambientes com muita reverberação, possuindo um pico de correlação mais agudo e pronunciado, o que facilita a localização do ponto máximo da função e o correspondente TDoA. Outros resultados (SALVATI, 2010) também mostram que a função GCC PhaT é a mais confiável para estimativa de DoA de sinais impulsivos. Em um disparo de AGLC a 300 m gravado no CAEx, foram tomados os sinais de dois microfones, naturalmente defasados entre si conforme a Fig. 5.2, para verificar-se o desempenho de ambas as ponderações GCC. O resultado é mostrado na Fig. 5.3.

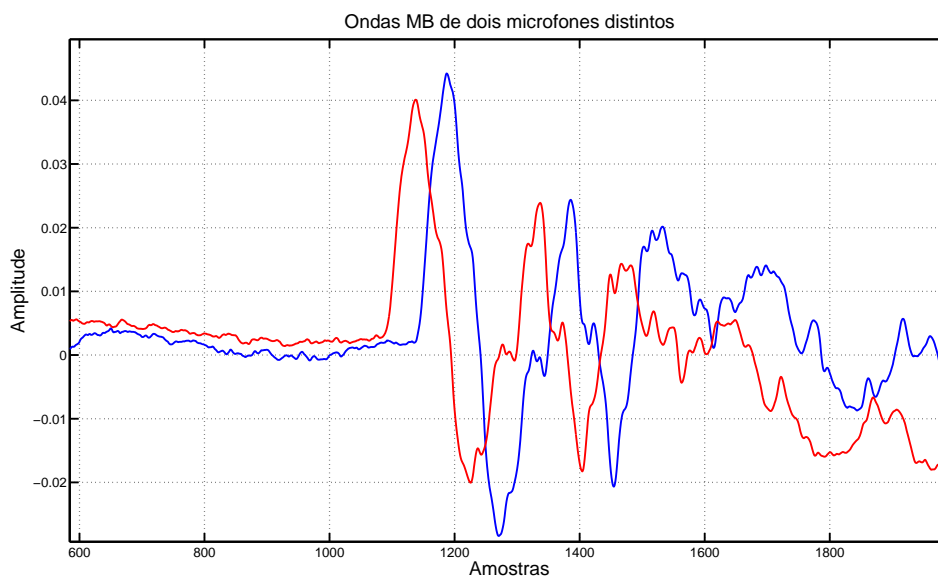


FIG. 5.2: Dois sinais de MB de microfones distintos do arranjo com uma defasagem de aproximadamente 47 amostras.

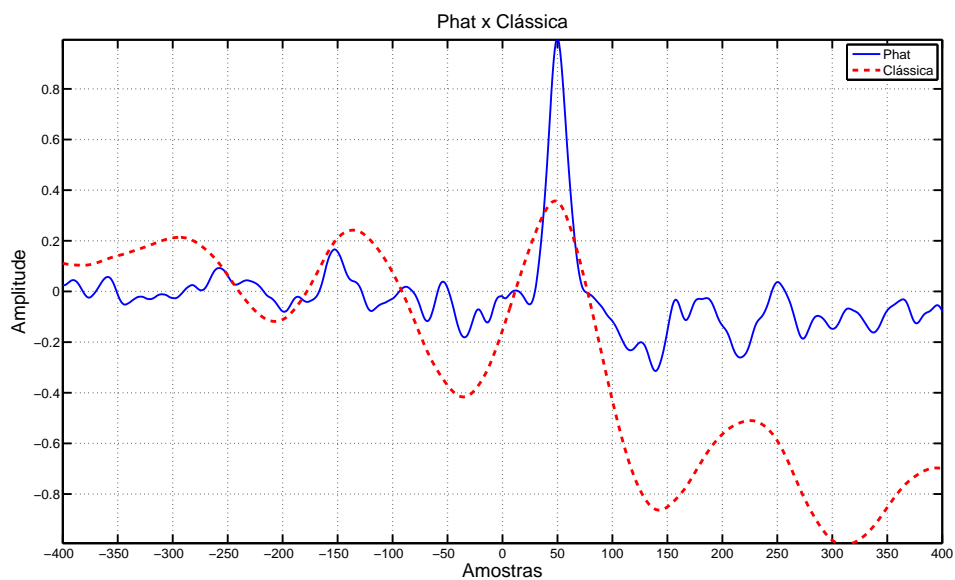


FIG. 5.3: Desempenho de ambas as ponderações GCC. Pode-se notar um pico mais pronunciado na ponderação Phat, o que facilita a identificação do mesmo pelos algoritmos.

## 5.2 DIREÇÃO DE CHEGADA (*DIRECTION OF ARRIVAL - DOA*)

Uma DoA pode ser caracterizada por dois ângulos (FREIRE, 2011b): o de azimute  $\phi$  e o complemento do ângulo de elevação  $\theta$ , como pode ser visto na Fig. 3.1. O vetor unitário na direção de  $\phi$  e  $\theta$  (direção contrária da de propagação da onda  $\mathbf{a}_{\theta,\phi}$ ) será então

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} \sin \theta \cos \phi \\ \sin \theta \sin \phi \\ \cos \theta \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

A velocidade do som é função da temperatura,  $T$ , em graus Celsius, dada por

$$v_s = 20.055\sqrt{T + 273.15}. \quad (5.8)$$

Dos picos das correlações cruzadas, obtemos as TDoAs  $\tau_{ij}$  (para todos os  $N(N-1)/2$  pares possíveis dos  $N$  microfones do arranjo) que podem então ser usados para calcular a DoA. Seja  $\bar{\tau}_{ij} = \tau_{ij}/f_s$  o atraso entre os microfones  $i$  e  $j$ . Considerando  $\bar{\tau}_i$  como o tempo que a onda plana leva da posição  $i$  até a origem do sistema de coordenadas, podemos escrever  $\bar{\tau}_{ij} = \bar{\tau}_i - \bar{\tau}_j$ . Explicitando o vetor unitário  $\mathbf{a}_{\theta,\phi}$  na direção de propagação da onda ( $\mathbf{a}_{\theta,\phi} = -\mathbf{u}_{\theta,\phi}$ ),

$$\mathbf{a}_{\theta,\phi} = \begin{bmatrix} -\sin \theta \cos \phi & -\sin \theta \sin \phi & -\cos \theta \end{bmatrix}^T, \quad (5.9)$$

podemos escrever

$$d_{ij} = \mathbf{a}_{\theta,\phi}^T \mathbf{p}_i - \mathbf{a}_{\theta,\phi}^T \mathbf{p}_j \quad (5.10)$$

tal que

$$\bar{\tau}_{ij} = \frac{d_{ij}}{v_{sound}} = \frac{\mathbf{a}_{\theta,\phi}^T \mathbf{p}_i - \mathbf{a}_{\theta,\phi}^T \mathbf{p}_j}{v_{sound}} = \mathbf{a}_{\theta,\phi}^T \Delta \mathbf{p}_{ij}, \quad (5.11)$$

onde  $\Delta \mathbf{p}_{ij} = \frac{\mathbf{p}_i - \mathbf{p}_j}{v_{sound}}$ ,  $\mathbf{p}_i$  e  $\mathbf{p}_j$  representa as coordenadas dos microfones.

Por Mínimos Quadrados e considerando  $N$  microfones com  $\frac{N(N-1)}{2}$  atrasos possíveis, podemos encontrar uma estimativa da DoA minimizando-se com respeito a  $\mathbf{a}_{\theta,\phi}$  a função de custo

$$\begin{aligned}\xi(\theta, \phi) = & (\bar{\tau}_{12} - \Delta\mathbf{p}_{12}^T \mathbf{a}_{\theta,\phi})^2 + \dots \\ & (\bar{\tau}_{13} - \Delta\mathbf{p}_{13}^T \mathbf{a}_{\theta,\phi})^2 + \dots \\ & + (\bar{\tau}_{(N-1)N} - \Delta\mathbf{p}_{(N-1)N}^T \mathbf{a}_{\theta,\phi})^2\end{aligned}\quad (5.12)$$

Tirando o gradiente de (5.12) em relação a  $\mathbf{a}_{\theta,\phi}$  e igualando o resultado a zero, obtemos

$$\mathbf{a}_{DOA} = \mathbf{A}^{-1}\mathbf{b}\quad (5.13)$$

onde

$$\begin{aligned}\mathbf{A} &= \Delta\mathbf{p}_{12}\Delta\mathbf{p}_{12}^T + \dots + \Delta\mathbf{p}_{(N-1)N}\Delta\mathbf{p}_{(N-1)N}^T, \\ \mathbf{b} &= \bar{\tau}_{12}\Delta\mathbf{p}_{12} + \dots + \bar{\tau}_{(N-1)N}\Delta\mathbf{p}_{(N-1)N}.\end{aligned}\quad (5.14)$$

Assumindo  $\mathbf{a}_{DOA} = [a_x \ a_y \ a_z]^T$ , o azimute da DoA é dado por

$$\theta = \cos^{-1} a_z\quad (5.15)$$

e o complemento da elevação por

$$\phi = \tan^{-1} \frac{a_y}{a_x}.\quad (5.16)$$

### 5.3 DISTÂNCIA DA FONTE DO DISPARO

Caso o disparo a ser detectado seja um tiro supersônico, haverá a formação da onda de choque (SW), o que possibilitará a estimação da posição do atirador na direção de chegada do MB, ou seja, a distância do atirador até o arranjo. Neste contexto, assumimos a velocidade do projétil constante, o que nos leva a assumir um ângulo *mach* também constante (FREIRE, 2011b).

Como mostrado na Fig. 5.3, a distância  $\Delta d_{sm_i}$ , entre o centro do arranjo  $\mathbf{m}$  e o microfone  $\mathbf{m}_i$ , na direção da frente de propagação da bSW é a projeção

do segmento  $\mathbf{m}_i$  que liga o microfone  $i$  e o centro do arranjo na direção de  $\mathbf{u}_{bSW}$

$$\Delta d_{sm_i} = (\mathbf{m}_i - \mathbf{m})^T \mathbf{u}_{bSW}. \quad (5.17)$$

Analogamente, para o MB,

$$\Delta d_{gm_i} = (\mathbf{m}_i - \mathbf{m})^T \mathbf{u}_{MB}. \quad (5.18)$$

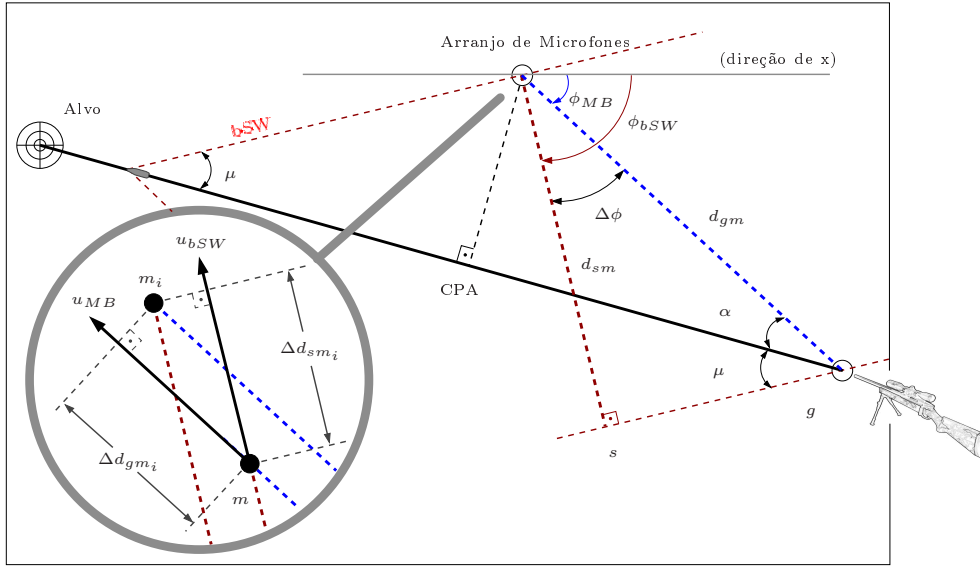


FIG. 5.4: O local de tiro com detalhes; cada vetor na figura indica as coordenadas daquela posição, i.e.,  $g$  corresponde ao atirador e  $m_i$  corresponde ao  $i$ -ésimo microfone. CPA é o ponto mais próximo, na trajetória do projétil, do arranjo de microfones (*closest point of approach*).

A distância entre a origem do MB e o centro do arranjo de microfones pode ser determinada uma vez que a TDoA entre bSW e MB, no microfone  $i$ ,  $\Delta \tau_i$  e as DoAs do MB e bSW,  $\mathbf{u}_{bSW}$  e  $\mathbf{u}_{MB}$  sejam conhecidas. Sendo  $\mathbf{u}_{bSW}$  e  $\mathbf{u}_{MB}$  vetores unitários, o co-seno do ângulo  $\Delta \phi$  entre eles é igual ao produto interno. Considerando-se que tanto a bSW quanto o MB se propagam à mesma velocidade  $v_{som}$ ,

$$\begin{aligned}
d_{gm} - d_{gm} \cos(\Delta\phi) &= \Delta\tau_i v_{som} + \Delta d_{sm_i} - \Delta d_{gm_i} \\
d_{gm} &= \frac{\Delta\tau_i v_{som} + \Delta d_{sm_i} - \Delta d_{gm_i}}{1 - \mathbf{u}_{bSW}^T \mathbf{u}_{MB}}
\end{aligned} \tag{5.19}$$

Com as estimativas acima, uma para cada microfone no arranjo, uma estimativa final é dada pela média

$$d_{gm} = \frac{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \Delta\tau_i v_s + \Delta d_{sm_i} - \Delta d_{gm_i}}{1 - \mathbf{u}_{bSW}^T \mathbf{u}_{MB}}. \tag{5.20}$$

Finalmente, a posição do caçador ao longo da direção  $\mathbf{u}_{MB}$ , é determinada pela distância  $d_{gm}$  do centro do arranjo:

$$\hat{\mathbf{g}} = \mathbf{m} - d_{gm} \mathbf{u}_{MB}. \tag{5.21}$$

Sem perda de generalidade, podemos assumir  $\mathbf{m} = [0 \ 0 \ 0]^T$ .

#### 5.4 BASE DE DADOS

Uma base de dados foi adquirida no Centro de Avaliações do Exército (CAEx), onde foram gravados sinais de diversos armamentos em diferentes posições. Os armamentos foram colocados em distâncias que variavam entre 235.9m (distância ente a posição de atirador S1 e a posição do arranjo MA2, da Fig. 3) e 682.50m (entre MA1 e S4) dos arranjos. Gravações foram realizadas com o arranjo em duas posições e os atiradores em 4 posições como nos indica a Fig. 3.

Os armamentos utilizados foram o FAL (Fuzil automático leve) cujo calibre é 7,62mm, o Fuzil .308 IMBEL AGLC, também de calibre 7,62mm, o Fuzil TAVOR, israelense de calibre 5,56mm e a Metralhadora .50. O número de tiros gravados em cada posição, de S1 a S3, foram os seguintes:

- Fuzil FAL: 10 disparos;
- Fuzil AGLC: 10 disparos;



- Fuzil 556: 10 disparos;
- Metralhadora .50 em tiro intermitente: 5 disparos.

Logo, o total de sinais gravados nestas posições (S1 a S3) para cada uma das duas posições do arranjo foram: 35 disparos por posição de arranjo e por posição de atirador, ou seja, 210, para cada um dos 7 microfones do arranjo. Adicionalmente, foram gravados 30 disparos a uma maior distância, na posição S4, a uma distância de 682.50m e utilizando somente o Fuzil AGLC.

A Fig. 5.4 indica o alvo, as quatro posições dos atiradores (S1 a S4) e as duas posições do arranjo de microfones (MA1 e MA2) cujas coordenadas são de acordo com a Tab. 5.1.

TAB. 5.1: Tabela de tiros executados no CAEx, compondo a base de dados.

Posição/coordenada(m)	x	y	z
MA1	32.7924	61.0907	5.8600
MA2	36.7724	152.8677	5.1250
S1	252.0584	249.3557	2.2460
S2	387.2154	248.3347	2.8550
S3	494.8654	246.4407	3.3600
S4	708.3734	157.7387	13.0700
Target	38.9204	253.3867	3.8800

Às coordenadas verticais ( $z$ ) dos atiradores, devemos somar a altura a partir do chão, diferente para cada tipo de armamento:  $0.5m$  para a metralhadora .50,  $1.47m$  para os fuzis AGLC e TAVOR e  $1.49m$  para o fuzil FAL.

Para esta base de dados, os sinais foram gravados com auxílio do Presonus FIREPOD, equipamento de aquisição de dados com interface *firewire*, a uma taxa de amostragem de 96kS/s e posteriormente recortados manualmente para processamento *off-line* pelos algoritmos de estimação de DoA. Além de ser utilizada para os testes dos algoritmos, a base foi também utilizada para

um estudo sobre a eliminação de microfones do arranjo do algoritmo DoA com o intuito de melhorar os resultados.

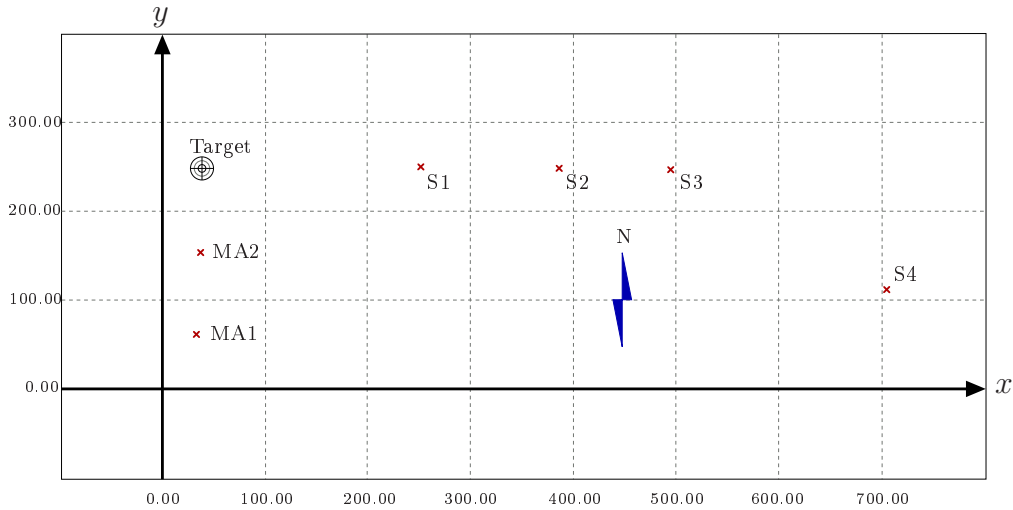


FIG. 5.5: Local das gravações (CAEx): os valores das coordenadas estão em metros. MA1 e MA2 são as posições dos arranjos de microfones enquanto que S1 a S4 correspondem às posições dos atiradores.

## 5.5 SELEÇÃO DE MICROFONES

Uma questão que se coloca quando se trabalha com um arranjo de microfones é como melhorar os resultados ao selecionar quais microfones devem entrar nos cálculos do algoritmo ou quais TDoAs se trabalharmos com pares de microfones. Em caso de defeito em um microfone, pode-se simplesmente eliminar o sinal daquele microfone, ou em caso de um TDoA de tamanho anormal, anula-se este TDoA. Em casos de *muzzleblast* gravado a grandes distâncias, a qualidade do sinal piora o suficiente para justificar tentativas de melhora (FREIRE, 2012).

A fim de selecionar pares  $ij$  de microfones a serem utilizados no cômputo da DoA, foi proposto o algoritmo aqui denominado de Erro Quadrático Médio Iterativo (EQMI), em que iterativamente o par de microfones que mais

contribui para o custo

$$\xi(\theta, \phi) = \frac{1}{N} \sum (\bar{\tau}_{ij} - \Delta \mathbf{p}_{ij}^T \mathbf{a}_{\theta, \phi})^2 \quad (5.22)$$

é eliminado dos cálculos, re-avaliando-se o custo a cada iteração. Os resultados obtidos com esta seleção de sensores, conforme a Fig. 5.5, mostram que a 500m o erro quadrático médio (EQM) é sempre mais alto do que a 300m, com desvio padrão também maior, indicando deterioração do desempenho do algoritmo de determinação de DoA com queda na qualidade do sinal. Contudo, com a seleção de pares, essa diferença na média é diminuída ao mesmo tempo em que o EQM cai, indicando que a seleção de pares compensa alguns aspectos da perda de qualidade do *muzzleblast* com a distância, o que é excelente de um ponto de vista pragmático, permitindo melhoras no caso mais crítico de localização do atirador que é aquele em que ele se encontra longe do arranjo de sensores.

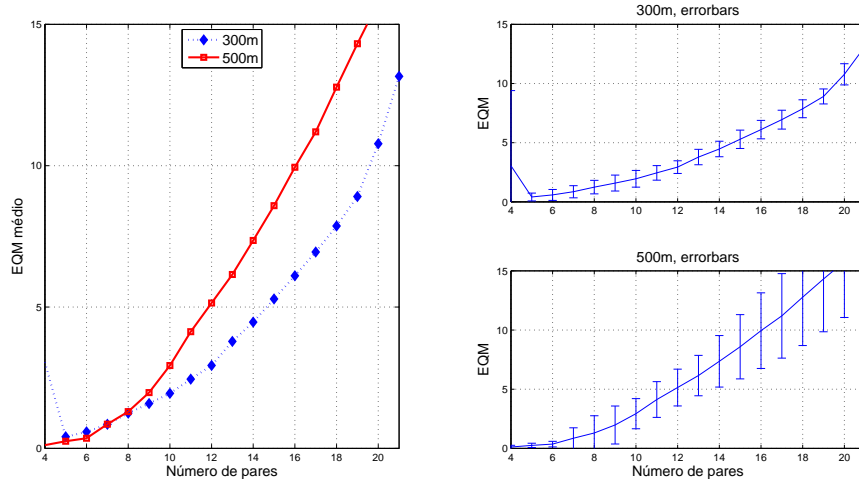


FIG. 5.6: À esquerda, a média, para os sinais analisados, do EQM. Nos gráficos à direita mostra-se também o desvio-padrão, que é maior para os disparos realizados a 500 m do arranjo, indicando deterioração das medições ou do algoritmo de determinação de DoA.

Outro método de seleção de sensores é a eliminação de TDOAs cujos valores obtidos são superiores ao TDOA máximo para o respectivo par de microfones, correspondente a própria distância entre os microfones conforme a Fig. 5.7. Este método assume que houve um erro na correlação cruzada sendo este resultado eliminado no algoritmo DoA.

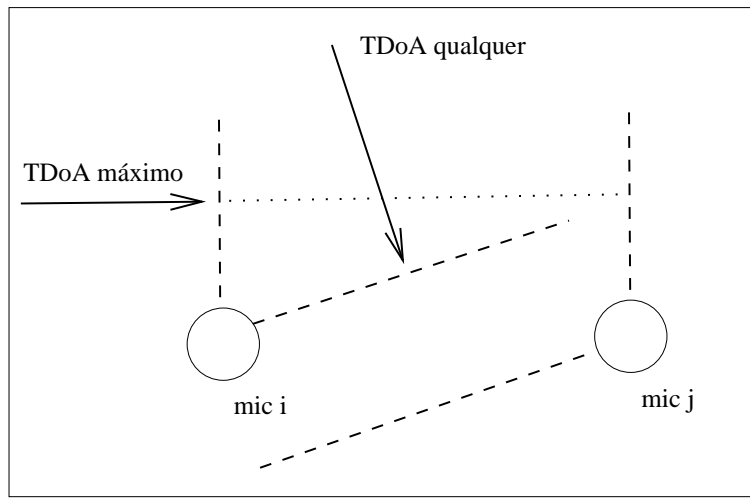


FIG. 5.7: Esquema de eliminação por TDoA máximo. Observa-se na figura o TDoA máximo no caso em que a onda chega na mesma direção do vetor unitário  $u_{ij}$ . Se o TDoA obtido for maior que o TDoA máximo para o par  $ij$ , elimina-se o TDoA referido do algoritmo DoA.

## 6 IMPLEMENTAÇÃO DO SISTEMA

O presente capítulo trata da implementação do sistema, *hardware* e *software* utilizados e a sua operação em tempo real. A escolha do equipamento foi baseada em especificações técnicas requeridas para os algoritmos em tempo real além de uma implementação de forma rápida e didática. Existem atualmente sistemas operacionais em tempo real como o VxWorks da empresa Wind River, que possibilitam a implementação desse tipo de sistema diretamente em um computador comum, possibilitando inclusive o chaveamento de tarefas entre diferentes processadores (*cores*). Em contrapartida, o *software* utilizado neste projeto, o *LabView* da *National Instruments - NI*, proporciona funções de alto nível que são compiladas para uma versão do VxWorks embarcada em um *hardware* próprio da NI. Estas funções facilitaram sobremaneira a realização deste trabalho em tempo hábil para a conclusão deste projeto final de curso.

Este capítulo aborda também algumas definições de sistemas operando em tempo real, enfatizando a importância de tais sistemas em aplicações como a utilizada neste projeto.

### 6.1 SISTEMAS EM TEMPO REAL

Um sistema em tempo real é um sistema que deve satisfazer explícitas restrições de tempo de resposta ou estará sujeito a graves riscos, incluindo a falha do sistema (LAPLANTE, 2004). Um sistema falho é um sistema que não consegue satisfazer um ou mais requerimentos estipulados nas especificações formais do referido sistema. Além da definição citada anteriormente, existem várias outras definições para este tipo de sistema, sendo no entanto de comum acordo que sistemas em tempo real devem satisfazer restrições

limites para que operem corretamente.

Pode-se argumentar que a maioria dos sistemas práticos existentes são sistemas em tempo real pois, apesar de alguns deles possuírem um tempo de execução mais longo como meses ou anos, como por exemplo o processamento de graus no final do semestre ou uma folha de pagamentos mensal, todos eles deverão ter um tempo de resposta com certa precisão ou existirá o risco de um desastre acadêmico ou financeiro respectivamente.

A partir deste conceito, podemos classificar os sistemas em tempo real em três tipos principais (LAPLANTE, 2004):

- *Soft real-time system*, no qual a performance é degradada mas não destruída por ocasião de uma falha do sistema, ou seja, falhas são relativamente toleráveis;
- *Hard real-time system*, no qual as restrições de tempo são críticas e devem ser sempre cumpridas, caso contrário poderá ocorrer uma falha catastrófica do sistema;
- *Firm real-time system*, no qual alguns erros não levarão à falha do sistema, mas caso a taxa de erros aumente, poderá ocorrer uma falha catastrófica do mesmo.

A Tab. 6.1 exemplifica os tipos de sistema para uma maior compreensão de suas peculiaridades.

No caso específico deste projeto, podemos classificá-lo como um *Hard real-time system*, pois um erro no sistema levaria a uma não detecção de um tiro, o que pode ser considerado uma falha catastrófica visto que um *sniper* procura realizar um único disparo para atingir seu alvo, não existindo assim outra oportunidade para a detecção e a possível localização deste atirador.

Outro conceito importante é o de determinismo. Um sistema será determinístico (no sentido usado em sistemas em tempo real) se, para cada estado

TAB. 6.1: Exemplos de sistemas em tempo real e suas respectivas classificações.

Exemplo	Sistema	Explicação
Caixa automático	Soft	Erros, mesmo que vários, degradam a performance do sistema mas não causam falhas catastróficas.
Controle de navegação de um robô pulverizador de plantação	Firm	Erros de temporização podem fazer com que o robô fique fora de controle e danifique a plantação.
Sistema de lançamento de um míssil "ar-ar" de uma aeronave	Hard	Um erro no tempo de lançamento de um míssil fará com que o alvo não seja atingido, o que será uma falha que catastrófica.

possível e cada conjunto de entradas, um único conjunto de saídas e próximo estado do sistema pode ser determinado (LAPLANTE, 2004). Outra definição segundo INSTRUMENTS (2009) diz que sistemas em tempo real são aqueles em que o tempo de execução é garantido com certa margem de erro e que esta quantidade de erro entre as sucessivas execuções do sistema é definida como *jitter*. A Fig. 6.1 mostra os diferentes *jitters* entre os *loops* (execuções cíclicas de determinadas tarefas) de um sistema em tempo real.

Por último, temos os conceitos de *loop* determinístico e *loop* não determinístico (INSTRUMENTS, 2009). *Loop* determinístico está relacionado ao próprio conceito de tempo real, onde este terá que executar todas as suas tarefas em um determinado tempo conhecido. Caso o *loop* determinístico ultrapasse este tempo, teremos uma falha do sistema. Já o *loop* não determinístico roda a medida em que a capacidade de processamento é liberada pelo determinístico, não possuindo assim um tempo conhecido de execução.

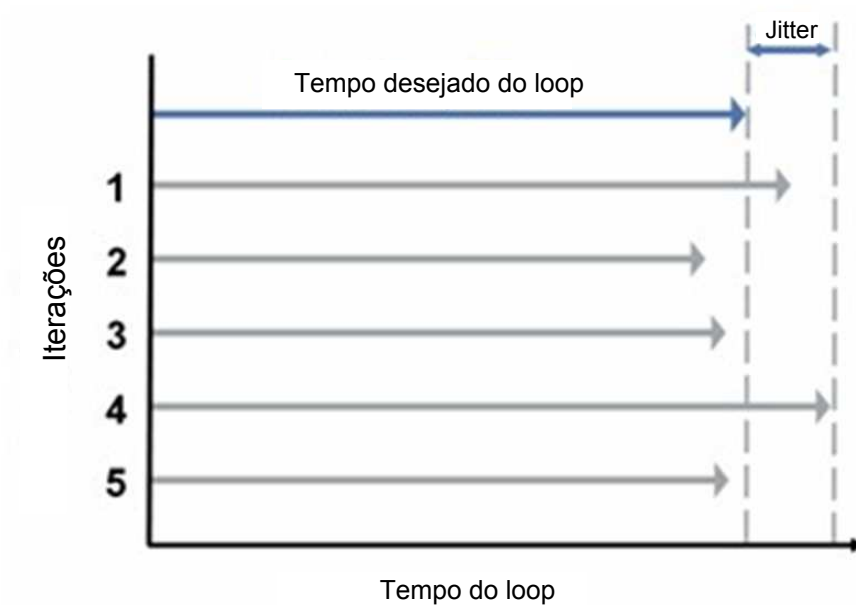


FIG. 6.1: Erros (*jitters*) entre as sucessivas iterações *loops* de um sistema em tempo real.

Não obstante, o *loop* não determinístico deverá ter um tempo médio de execução, caso contrário o sistema torna-se lento ou inadequado para a aplicação desejada.

## 6.2 HARDWARE E SOFTWARE UTILIZADOS

O *hardware* utilizado, da plataforma *compactRIO* (CRIO) da *National Instruments*, é mostrado na Fig. 6.2. Os componentes do *hardware* são os seguintes:

- Controladora NI CRIO-9022, com processador de  $533MHz$  rodando o sistema operacional VxWorks;
- Rack CRIO-9112: abriga a controladora e as placas de aquisição além de possuir internamente um FPGA modelo Virtex 5 LX30 da *Xilinx*;



- Dois módulos de aquisição simultânea CRIO-9234 (conversores A/D), totalizando 8 entradas analógicas (das quais são utilizadas apenas 7) com resolução de 24 bits e taxa de amostragem máxima de  $51.2kHz$ .



FIG. 6.2: *Hardware* da National Instruments (CRIO 9022, 9112 e 9234) utilizado para a implementação do sistema.

A NI possui também outras plataformas de *hardware* como o PXI, baseado na plataforma PC e o *compactDAQ*, baseado em módulos de aquisição de dados. O *compactRIO* foi escolhido por características como robustez, portabilidade e sistema em tempo real embarcado, além de possuir um FPGA reconfigurável. O FPGA (*Field Programmable Gate Array*) é um *chip* programável que possibilita a execução de tarefas em nível de *hardware*, o que proporciona uma alta velocidade de execução quando comparado à execução por *software*. No caso do FPGA da NI, é possível compilar funções de alto nível, como uma FFT (*Fast Fourier Transform*) por exemplo, através do módulo *LabView FPGA*.

O *software* utilizado, como já mencionado, foi o *LabView*, complementado por seus módulos *FPGA* e *Real Time*. O *LabView* utiliza uma linguagem de programação orientada a objeto, baseando-se em diagramas de blocos, onde cada bloco representa uma função. O *LabView* existe desde 1986, possuindo assim uma gama de funções que proporcionam facilidades para o progra-

mador como o conjunto de ferramentas ou *tool* de processamento de sinais, amplamente utilizado neste trabalho.

### 6.3 DESCRIÇÃO DO SISTEMA IMPLEMENTADO

A implementação do sistema embarcado foi feita toda em *LabView*, utilizando tanto o FPGA quanto os recursos da controladora do CRIO e é descrita por PRANDEL (2012). Inicialmente, os sinais dos microfones já condicionados pelo FIREPOD chegam aos módulos de aquisição do CRIO, onde são digitalizados a uma taxa de  $51.2kHz$ . Esta é a taxa máxima permitida pelos módulos de aquisição, sendo esta suficiente para o propósito do projeto.

Após amostrados, os dados são enfileirados pelo FPGA, que está fisicamente conectado aos módulos de aquisição. Este enfileiramento é do tipo *first in - first out* (FIFO) e realiza um *buffer* de dados compondo uma janela deslizante com sobreposição de 50%. O motivo deste janelamento deslizante é evitar que o sinal de interesse a ser recortado acabe muito próximo da borda da janela, o que incorreria no risco de o sinal acabar ceifado, ficando sua continuação na próxima janela, causando complicações na fase de recorte deste sinal. Esta etapa é realizada em *hardware* no FPGA, o que proporciona que os dados amostrados sejam enfileirados e transmitidos para a controladora com grande rapidez, fazendo com que esta última ganhe mais tempo para as suas tarefas.

A janela composta é transmitida então pelo barramento do FPGA para a controladora através de um acesso direto à memória (*direct memory access - DMA*), o que mais uma vez implica em velocidade de execução. Uma vez na controladora, esta terá que executar o seu *loop* determinístico em um tempo menor que o FPGA leva para compor uma nova janela ou ocorrerá um *overflow* na FIFO do mesmo. A seguir, os dados do microfone 1 são tratados por um algoritmo de detecção, que é executado no *loop* determinístico, cuja

característica é possuir um tempo de execução conhecido e mantido a cada iteração, típico de um sistema em tempo real. O microfone 1 do arranjo (Fig. 3.1) foi padronizado para a detecção do sinal impulsivo por estar posicionado na vertical, possuindo assim uma captação omnidirecional.

Uma vez detectado o sinal impulsivo, os sinais de todos os 7 microfones são enfileirados em uma nova FIFO, que será repassada para o outro *loop*, não determinístico, que processará o sinal através do algoritmo de estimação de DoA descrito no Cap. 5, implementado na controladora. Este segundo *loop* não possui tempo de execução definido, realizando suas tarefas na medida em que o *loop* determinístico (prioritário) libera os recursos de processamento. Isto não prejudica a detecção de sinais consecutivos pois os mesmos vão sendo armazenados na FIFO entre os dois *loops*. Esta tarefa deve ter, no entanto, um tempo médio de execução que seja adequado a sua finalidade, ou seja, fornecer as saídas dos algoritmos em tempo hábil para o seu operador.

Os resultados do algoritmo DoA (ângulos de azimute e elevação da direção de chegada) são transmitidos por meio de variáveis a um *notebook* através de uma conexão *ethernet*, sendo mostrados na tela em uma interface de fácil compreensão pelo usuário, além de permitir o *debug* dos possíveis erros de execução na fase de programação. Vale ressaltar que o processamento é feito todo no equipamento (CRIO), não dependendo do notebook, que realiza apenas a interface. Para deixar o sistema mais compacto pode-se realizar a interface diretamente pelo CRIO, por meio de *leds* indicadores da direção de chegada (DoA) ou um mostrador LCD embarcado no próprio equipamento, dispensando o uso do notebook. O resumo de todo o processo é visualizado no diagrama da Fig. 6.3.

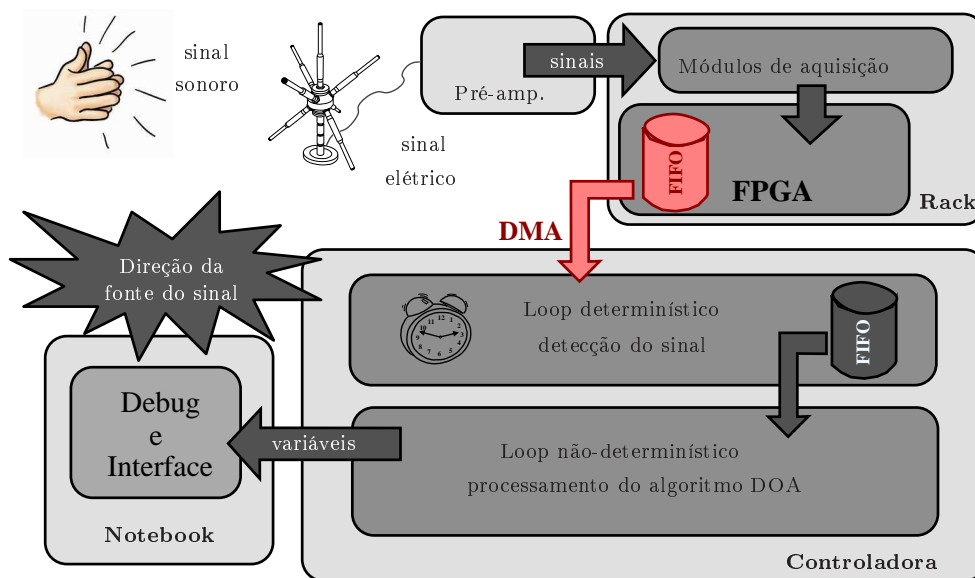


FIG. 6.3: Diagrama em blocos com o resumo do sistema embarcado de detecção e estimação de DOA em tempo real.

## 7 RESULTADOS

Este capítulo mostrará resultados obtidos com o processamento do algoritmo de estimação de DoA utilizando a base de dados gravada no CAEx e os resultados do sistema implementado em tempo real, simulando-se sons de sinais impulsivos com caixas acústicas.

De posse da base de dados gravada no Centro de Avaliações do Exército (CAEx), conforme descrito no Cap. 5, alguns sinais de tiro foram recortados manualmente, separando-se SW de MB, e posteriormente analisados pelo algoritmo DoA, implementado em *software*. O objetivo deste teste foi verificar a precisão do algoritmo em relação principalmente ao fator distância do atirador aos sensores pois, quanto maior a distância, maior os efeitos geradores de erro como desaceleração do projétil, influência do vento e deformação e atenuação dos sinais de tiro. Nas Tab. 7.1, 7.2, 7.3 e 7.4, são mostrados alguns resultados de estimação de direção de chegada e distância da fonte do disparo para tiros de AGLC a 300, 400, 500 e 670 m. Os três primeiros foram gravados pelo arranjo na posição MA1 e o último, AGLC a 670 m, pelo arranjo na posição MA2.

TAB. 7.1: Resultados da estimação da DoA e distância do atirador para tiros de AGLC a aproximadamente 300 m.

Tiro AGLC 300 m (MA1)	DoA MB estimado (graus)	Distância estimada (m)
1	159	293.57
2	157	256.89
3	158.26	363.08
4	157.49	330.23
5	158.23	317.22
Valores exatos	DoA: 162	Dist: 293.57

TAB. 7.2: Resultados da estimação da DoA e distância do atirador para tiros de AGLC a aproximadamente 400 m.

Tiro AGLC 400 m (MA1)	DoA MB estimado (graus)	Distância estimada (m)
1	144.13	381.94
2	144.32	414.72
3	144.57	387.56
4	144.98	437.56
5	143.89	407.49
Valores exatos	DoA: 149	Dist: 404.4

TAB. 7.3: Resultados da estimação da DoA e distância do atirador para tiros de AGLC a aproximadamente 500 m.

Tiro AGLC 500 m (MA1)	DoA MB estimado (grasus)	Distância estimada (m)
1	138.67	580.35
2	139.62	625.22
3	140.32	642.63
4	139.52	590.45
5	140.04	588.82
Valores exatos	DoA: 143	Dist: 500.87

TAB. 7.4: Resultados da estimação da DoA e distância do atirador para tiros de AGLC a aproximadamente 670 m.

Tiro AGLC 670 m (MA2)	DoA MB estimado (graus)	Distância estimada (m)
1	112.56	1100.19
2	109.42	1100.76
3	110.14	1092.26
4	111.4	1086.89
5	111.27	1154.64
Valores exatos	DoA: 103.94	Dist: 672.34

A Fig. 7.1 mostra a dispersão dos tiros em escala no mapa do local das gravações. Pode-se observar que a estimação da direção de chegada (DoA) tem uma variação muito pequena (máximo de 3 graus) e a sua diferença para o valor exato (medido com auxílio de equipamentos de cartografia) deve-se muito provavelmente ao fato de que o arranjo foi apontado manualmente para a direção de referência, no caso da figura, a origem do sistema. Para evitar este erro de posicionamento, sugere-se um mecanismo que facilite esta tarefa a ser acoplado no arranjo.

Já a variação da estimação da distância da fonte do disparo muda drasticamente a medida em que o atirador está mais afastado do arranjo de microfones. Isto se deve, entre outros fatores, ao fato de admitir-se no algoritmo de localização do atirador que o projétil em sua trajetória possui velocidade constante, o que de fato não ocorre devido à desaceleração do mesmo. Com a mudança de velocidade tem-se uma mudança também no ângulo *mach*, o que altera a direção de chegada da onda de SW e conseqüentemente altera a estimação da distância do atirador. Os resultados da estimação para o AGLC a 670 m foram omitidos da Fig. 7.1 por questões de escala.



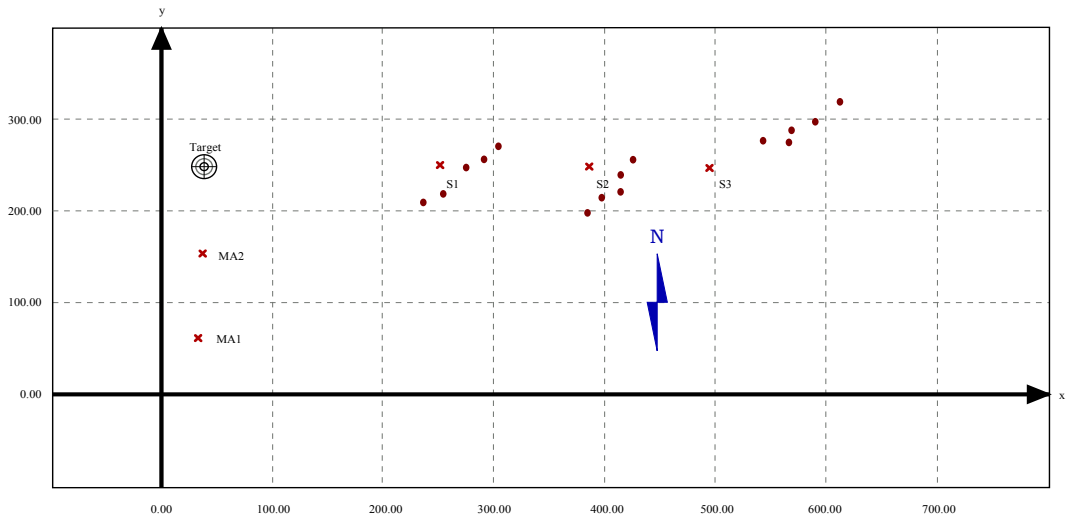


FIG. 7.1: Local das gravações (CAEx) mostrando a dispersão dos resultados do algoritmo de DoA e estimação de distância da fonte. MA1 e MA2 são as posições dos arranjos de microfones, S1 a S3 correspondem às posições dos atiradores e os círculos correspondem às estimações realizadas pelo algoritmo.

Após implementado o sistema em tempo real embarcado no *hardware*, foram realizados testes de tempo de resposta e de precisão da estimação da direção de chegada (DoA). Ressalta-se que o sistema implementado nestes testes preliminares realiza a detecção de uma palma e, portanto, faz estimação somente de direções de chegada.

Inicialmente, calculou-se o tempo de processamento computado desde a detecção do sinal impulsivo até a saída do resultado, que foi de aproximadamente 0.5 segundos. Este tempo é importante pois, numa aplicação real, trata-se de um atraso na execução de medidas anti-caçadores a serem tomadas em função das saídas do sistema.

Foram realizados testes com o sistema em um laboratório de dimensão aproximada de  $4 \times 5$  metros, utilizando uma palma gravada que foi reproduzida em uma caixa de som Yamaha modelo MSP3. Foi utilizada uma caixa de som para garantir uma posição fixa para uma rajada de sinais impulsivos de mesma característica. A caixa de som foi posicionada nos azimutes de

45, 135, 225 e 315 graus, sendo executados 20 disparos em cada posição. As direções de chegada obtidas neste experimento tiveram um espalhamento de menos de  $0,1^\circ$ , conforme os histogramas da Fig. 7.2.

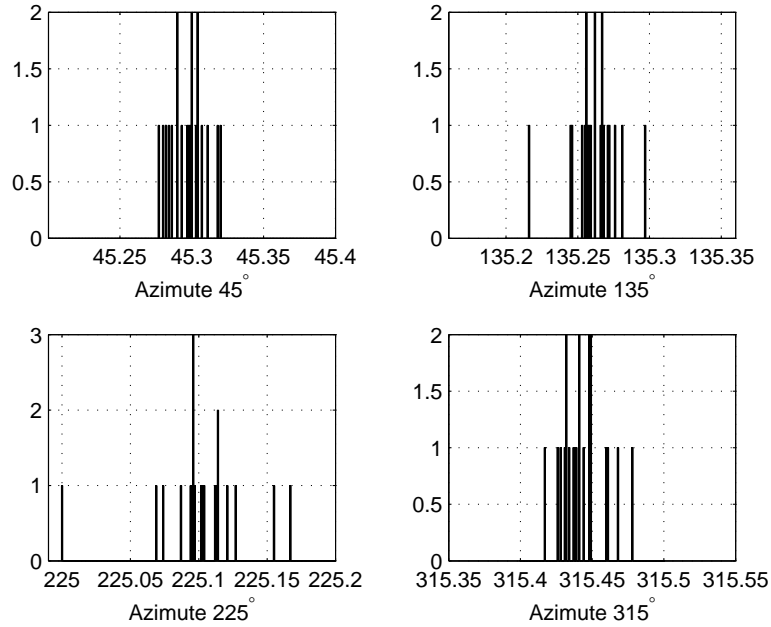


FIG. 7.2: Histograma dos resultados de DoA para 4 posições diferentes, em teste realizado reproduzindo-se o som de uma palma através de uma caixa de som.

A eficiência do sistema, além de possíveis influências de relação sinal ruído, é também função da geometria do local pois reflexões podem comprometer a correlação realizada para a detecção e a estimação da DoA. A eliminação de TDOAs (diferenças de tempo de chegada) entre pares de microfones que são superiores ao TDOA máximo para cada par (correspondente a própria distância entre os microfones), como foi mostrado na Fig. 5.7, permitiu o uso deste sistema em ambientes com alta reverberação, diminuindo consideravelmente os erros de estimação.

Em um segundo experimento, agora com o sistema final embarcado, ou seja, detecção de um tiro com SW e MB, foram utilizadas duas caixas de som

do mesmo modelo anterior, posicionando-as adequadamente no sentido de simular as direções de chegada de SW e MB. Através da separação de um cabo estéreo em dois canais mono, reproduz-se cada sinal em uma caixa acústica diferente, assim como ocorreria em um cenário real. Quanto a esta simulação, deparou-se com problemas técnicos no tocante à resposta em frequência da caixa de som citada anteriormente.

Verificou-se que, ao reproduzir-se os sinais de tiro com a caixa de som e posteriormente realizar o espectro em frequência do sinal detectado, o mesmo não conservava a mesma distribuição de energia nas diferentes faixas de frequência, principalmente nas mais altas. Isto fica evidente quando observamos o gráfico de resposta em frequência da caixa fornecido pelo fabricante, conforme mostra a Fig. 7.3. Observa-se a não linearidade desta função, principalmente nas frequências mais altas. A resposta em frequências acima de 10 kHz não é fornecida.

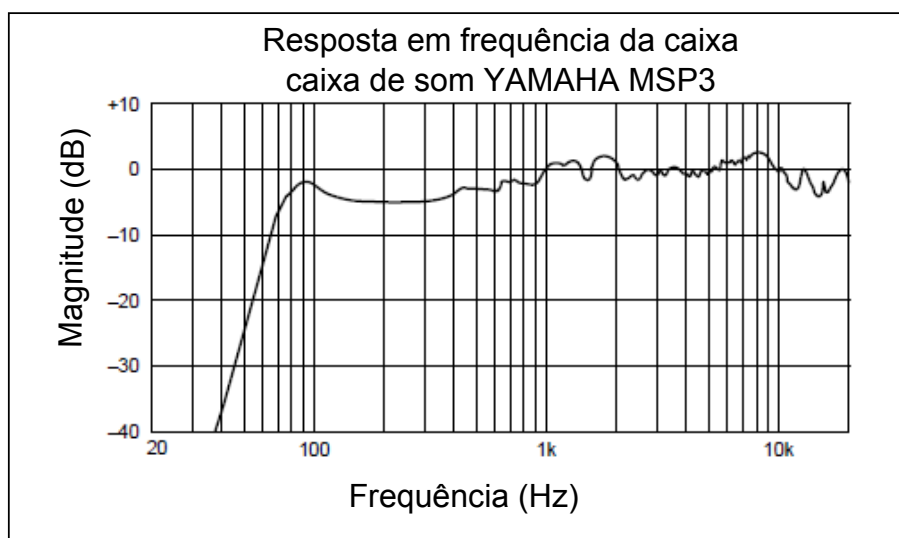


FIG. 7.3: Resposta em frequência da caixa de som Yamaha MSP3, fornecido pelo fabricante. Observa-se a não linearidade da resposta da caixa, principalmente nas altas frequências.

Devido ao fato de o sistema de detecção ser dependente de um tratamento em frequência, principalmente na detecção da SW, este trabalho não apresentará os resultados destas simulações. No entanto, feitas as devidas adaptações no sistema de detecção, o sistema conseguiu detectar e diferenciar os dois tipos de sinais (SW e MB) estimando suas direções de chegada com a mesma precisão dos histogramas mostrados na Fig. 7.2, além de calcular a diferença de chegada entre os dois sinais e fornecer uma estimativa da distância simulada.

Por fim, o sistema final embarcado deverá ser testado em um cenário semelhante ao das gravações feitas no CAEx, executando-se vários disparos com armamentos e distâncias diferentes, verificando desta maneira o comportamento no ambiente para o qual o equipamento foi projetado, fazendo-se assim as devidas correções e adaptações necessárias.

## 8 CONCLUSÃO

A implementação de um sistema em tempo real de detecção e estimação de direção de chegada de arma de fogo é uma tarefa que requer, além de certo nível de conhecimento teórico, muito detalhamento em todas as fases do projeto. Comprovou-se que o algoritmo de estimação de direção de chegada possui uma grande precisão, desde que os sinais de entrada estejam nas condições necessárias como ausência de reverberações ou ruídos extremos. A estimação da distância do atirador possui considerável precisão até certas distâncias, caindo sua eficácia à medida que a fonte do disparo afasta-se do arranjo de microfones.

A realização de uma base de dados no Centro de Avaliações do Exército (CAEx) foi de grande importância para os estudos relativos ao desempenho dos algoritmos e seleção de sensores. Seus dados foram largamente utilizados e o fato de ter-se utilizado vários armamentos e distâncias contribuiu para a generalização de alguns resultados, como a detecção dos sinais de tiro.

Os equipamentos adquiridos, *hardware* e *software* da empresa *National Instruments*, bem como os cursos ministrados pela mesma, facilitaram em muito a realização deste trabalho em tempo hábil. Em particular o *software* LabView possui uma maneira simples e didática de trabalho, com funções de alto nível que direcionam o foco do programador para a atividade principal, dispensando o gasto de tempo com programações de baixo nível. O fato de o *hardware* possuir um FPGA embarcado e este ser programável pelo LabView proporcionou velocidade de execução e facilidade de programação das tarefas desejadas. Em suma, considera-se que todo o material adquirido foi vital para o sucesso do projeto até o presente momento. Não obstante, admite-se que este projeto poderia ser implementado em um sistema operacional em tempo real em outras plataformas e arquiteturas de computador,

necessitando no entanto de um tempo de trabalho consideravelmente maior e uma complexidade que exigiria a formação de uma equipe de projeto dividida em suas várias tarefas.

As principais dificuldades encontradas foram em relação ao processo de detecção de sinais impulsivos, pois detectar um determinado sinal em meio a ruídos, reverberações e outros sinais interferentes é uma tarefa complexa. A ocorrência de falsos positivos (detectar um sinal que não é o desejado) causa a falha do sistema, culminando com a não localização do atirador.

Questões de temporização e gerenciamento do fluxo de dados na etapa de programação do *software* também foram um grande desafio pra este trabalho. Detectar dois sinais sequenciais em um tempo de milissegundos, classificando-os e direcionando-os para os algoritmos de estimação sem interromper a aquisição de dados foi uma tarefa que demandou muito tempo e minuciosidade.

Espera-se ainda continuar o desenvolvimento do presente projeto, realizando uma simulação do sistema final em um cenário com tiros reais de diversos armamentos e em diversas distâncias, avaliando-se o desempenho, realizando-se calibrações e corrigindo-se as possíveis falhas. Almeja-se ainda, integrar ao sistema um GPS em conjunto com uma carta digital para que o equipamento localize sua posição automaticamente na carta.

Ainda como trabalhos futuros, existe a possibilidade de integrar um sistema de identificação do armamento, fornecendo dados como modelo e calibre. Sinais refletidos de SW e MB que chegam defasados ao arranjo de microfones podem também ser aproveitados para melhorar o sistema de localização de atirador.

Este trabalho teve como objetivo propor um sistema operando em tempo real para a localização de atiradores, contribuindo para o desenvolvimento deste tema, que é atual e carece de mais soluções, principalmente no cenário nacional.

## 9 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- BECK, S. D., NAKASONE, H. e MARR, K. W. Variations in recorded acoustic gunshot waveforms generated by small firearms. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 129(4):1748–1759, 2011.
- BENESTY, J., CHEN, J. e HUANG, Y. *Microphone Array Signal Processing*. Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, Germany, 2008.
- CAPON, J. High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis. *Proceedings of the IEEE*, 57(8):1408–1418, Agosto 1969.
- CHACON, A. e JULIAN, P. Evaluation of gunshot detection algorithms. *IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: regular papers*, 58(2), 2011.
- DUFAUX, A. *Detection and Recognition of Impulsive Sound Signals*. PhD thesis, Institute of Microtechnology. University of Neuchâtel, 2001.
- DUMOND, J. W. M., COHEN, E. R., PANOFSKY, W. K. H. e DEEDS, E. A determination of the wave forms and laws of propagation and dissipation of ballistic shock waves. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 18(1), 1945.
- FREIRE, I. L. e APOLINÁRIO JR., J. A. Gunshot detection in noisy environments. *Proc. International Telecommunications Symposium*, 2010.
- FREIRE, I. L. e APOLINÁRIO JR., J. A. DoA of gunshot signals in a spatial microphone array: performance of the interpolated generalized cross-correlation method. *Proc. 5th Argentine School of Micro-Nanoelectronics, Technology and Applications*, 2011a.
- FREIRE, I. L. e APOLINÁRIO JR., J. A. Localização de atirador por arranjo de microfones. *X Simpósio Brasileiro de Automação Inteligente*, 2011b.
- FREIRE, I. L., PRANDEL, P. C. e APOLINÁRIO JR., J. A. Sobre a escolha de sinais em arranjos de microfones estimando doA com GCC-PHAT. *Submetido ao XXX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, 2012.
- INSTRUMENTS, N. Apostila do curso LabView real time, 2009.

- KNAPP, C. e CARTER, G. The generalized correlation method for estimation of time delay. *IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process. (ASSP-24)*, 24(4):320–327, August 1976.
- LAM, C. J. Bayesian beamforming for DoA uncertainty: Theory and implementation. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 54(11):4435–4445, Novembro 2006.
- LAPLANTE, P. A. *Real-time systems design and analysis*. John Wiley & Sons, 3 edition, 2004.
- MÄKINEN, T. e PERTILÄ, P. Shooter localization and bullet trajectory, caliber, and speed estimation based on detected firing sounds. *Applied Acoustics*, 2010.
- PRANDEL, P. C., FREIRE, I. L. e APOLINÁRIO JR, J. A. Detecção e estimação em tempo real de direção de chegada de sinais impulsivos. *TIC submetido ao XXX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, 2012.
- SALVATI, D., RODA, A., CANAZZA, S. e FORESTI, G. A real-time system for multiple acoustic sources localization based on ISP comparison. Em *Proc. of the 13th Int. Conference on Digital Audio Effects (DAFx-10)*, Graz, Austria, September 2010.
- STOICA, P. e MOSES, R. *Spectral Analysis of Signals*. Prentice Hall, 2005.
- TREES, H. L. V. *Optimum Array Processing, Part IV*. John Wiley & Sons, 2002.