

Estimativa de Direção de Chegada de Sinais de Voz para Sistemas de Teleconferência

Felipe R. Petraglia e Mariane R. Petraglia

Resumo—Com o uso crescente de comunicação mãos-livres, muito útil em veículos e teleconferências, o sinal de voz chega aos microfones com razão sinal-ruído reduzida, quando comparado a sinais de aparelhos portáteis convencionais. Desse modo, torna-se fundamental o desenvolvimento de um sistema capaz de filtrar espacialmente o sinal antes da sua transmissão. O presente trabalho apresenta um estudo sobre algoritmos desenvolvidos para estimar a direção de chegada de sinais de voz capturados por um conjunto de cinco microfones dispostos em forma de cruz, utilizando duas técnicas: o método baseado em formador de feixe direcional e o método de correlação cruzada generalizada com transformada de fase. Experimentos utilizando sinais de mistura gravados foram realizados para que se pudesse avaliar a influência de fatores como reverberação, ruído ambiente e imprecisões dos microfones sobre o funcionamento do sistema.

Palavras-Chave—Direção de chegada; formadores de feixes; atraso temporal; correlação cruzada generalizada com transformada de fase; processamento de sinais de voz.

Abstract— With the increase in the use of hands-free communication, very useful in vehicles and teleconferences, the speech signals arrive at the microphones with reduced signal-to-noise ratio, when compared to signals of hand held devices. Therefore, it is very important to develop a system capable of special filtering the signal before it is transmitted. The present work presents a study on algorithms developed to estimate the direction of arrival of speech signals captured by a five microphones array positioned in the configuration of a cross, employing two different techniques: beamforming-based method and generalized cross correlation with phase transform. Experiments using recorded mixing signals were performed in order to evaluate the influence of factors such as reverberation, ambient noise and inaccuracies of the microphones on the operation of the system.

Keywords— Direction of arrival; beamforming; time-delay; generalized cross correlation with phase transform; speech signal processing.

I. INTRODUÇÃO

A invenção de dispositivos de viva-voz permite que o usuário se comunique de forma mais conveniente e prática. Comunicação mãos-livres tem sido intensamente desenvolvida recentemente, e tem se provado muito útil em veículos, teleconferências, discursos, comandos por voz, entre outras situações.

No entanto, uma grande desvantagem desse invento é a diminuição da qualidade do som que chega aos microfones.

Com o aumento da distância entre o usuário e o dispositivo, a energia do sinal de voz do usuário captado pelo microfone diminui, enquanto a potência do ruído ambiente continua a ser a mesma, resultando em uma diminuição na razão sinal-ruído (SNR), definida como a potência do sinal desejado que chega ao dispositivo dividida pela potência do ruído que atinge o mesmo.

Para contornar este problema, um sistema que localiza a direção de chegada (DOA) de sinais de voz, permitindo a sua filtragem e a atenuação de ruídos provenientes de outras fontes, é investigado.

Além do ruído, o efeito da reverberação sobre o sinal que atinge o microfone também aumenta, uma vez que o sinal de voz emitido pelo usuário percorre outros caminhos além da trajetória direta da pessoa ao alto-falante, chegando ao microfone com diversos atrasos e atenuações. Essa condição geralmente afeta o desempenho dos algoritmos formadores de feixes de uma forma considerável, comprometendo a sua capacidade de estimar a direção das fontes desejadas. Consequentemente, a filtragem dos sinais de voz é menos eficaz.

Neste trabalho é apresentado um estudo de desempenho de dois algoritmos de estimação de DOA de sinais de voz, baseados em formador de feixes [1] e na correlação cruzada generalizada com transformada de fase (GCC-PHAT) [2], para aplicação em um equipamento de teleconferência composto de cinco microfones dispostos num arranjo em forma de cruz. Os efeitos da reverberação e do ruído nas estimativas são analisados, de forma a avaliar seus empregos na filtragem de sinais de voz e, consequentemente, na melhoria de sistemas de comunicação viva-voz.

Dentre outras técnicas propostas para a estimativa de DOA, que requerem maior carga computacional, estão: um algoritmo baseado em Diferenças de Tempo Interaural (ITD) [3]; uma técnica adaptativa que usa decomposição de autovalores para estimar a diferença de atraso temporal (TDD) [4]; e um algoritmo adaptativo Least Mean-Square (LMS) normalizado adequado para implementação no domínio da frequência [5].

II. SISTEMA DE AQUISIÇÃO UTILIZADO

O conjunto linear uniforme (ULA, do inglês *Uniform Linear Array*) consiste em um agrupamento de microfones dispostos em linha reta de modo que as distâncias entre microfones adjacentes sejam iguais. O conjunto de microfones recebe sinais de diferentes direções. Os sinais gravados pelo

Felipe R. Petraglia e Mariane R. Petraglia, Programa de Engenharia Elétrica, COPPE, Universidade Federal do Rio de Janeiro (UFRJ), Rio de Janeiro-RJ, Brasil, E-mails: petraglia182@poli.ufrj.br, mariane@pads.ufrj.br. Este trabalho foi parcialmente financiado pelo CNPq e pela FAPERJ.

agrupamento de microfones, definidos como elementos do vetor $x(t)$, consistem na mistura de $s(t)$, o *SINAL* de voz original atenuado pelo sistema correspondente à trajetória entre a fonte e o microfone de referência, e de $v(t)$, o ruído proveniente de outras fontes. Desse modo, o sinal que chega a um determinado microfone i é representado como

$$x_i(t) = \alpha_i s(t - \tau_i) + v_i(t), \quad (1)$$

onde α_i é a atenuação e τ_i é o atraso sofridos pelo sinal de voz no trajeto ao microfone i . No caso do Conjunto Linear Uniforme, o atraso entre dois microfones adjacentes pode ser calculado com base na geometria ilustrada na Fig. 1, onde é adotada a suposição de campo distante, ou seja, considera-se que o alto-falante está afastado dos microfones por uma distância suficientemente grande para que o sinal possa ser tratado como uma onda plana.

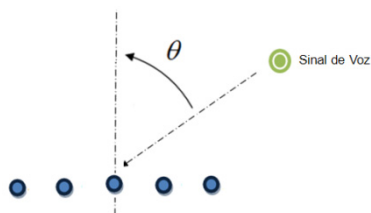


Fig. 1. Conjunto Linear Uniforme de Microfones.

A distância adicional percorrida pelo sinal entre dois microfones adjacentes é igual a $d \sin(\theta)$, onde d é a distância entre microfones adjacentes e θ é a direção de chegada do sinal. Desse modo, o atraso temporal entre os sinais de ambos os microfones é dado por

$$\tau = \frac{d \sin(\theta)}{v}, \quad (2)$$

onde v é a velocidade de propagação do som no ar, aproximadamente 343 m/s.

Embora o Conjunto Linear Uniforme de microfones seja utilizado com frequência, ele apresenta uma limitação em relação à faixa de ângulos que é capaz de rastrear. Por se tratar de um conjunto de microfones posicionados em uma única reta, o sistema não oferece informação suficiente para se determinar em qual lado do conjunto a fonte está localizada.

Para solucionar este problema, utilizou-se neste projeto um conjunto de 5 microfones localizados na mesma altura, estando um deles posicionado no centro e os outros 4 simetricamente posicionados e igualmente espaçados do microfone central, conforme ilustrado na Fig. 2. Neste trabalho, considera-se que as fontes estão localizadas no mesmo plano horizontal em que se encontram os microfones, ou seja, na mesma altura.

Considerando o sinal captado pelo microfone central $s(t)$ como referência e a suposição de campo distante, os sinais que chegam aos microfones podem ser representados por $x_i(t) = s(t - \tau_{i2}) + v_i(t)$, sendo os microfones numerados conforme ilustrado na Fig. 2 e os atrasos τ_{i2} (do microfone i ao microfone central) dados por:

$$\begin{aligned} \tau_{12} &= \frac{d \cos(\theta)}{v}, \\ \tau_{22} &= 0, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \tau_{32} &= \frac{d \sin(\theta)}{v}, \\ \tau_{42} &= -\frac{d \sin(\theta)}{v}, \\ \tau_{52} &= -\frac{d \cos(\theta)}{v}. \end{aligned}$$

No domínio da frequência, os sinais dos microfones podem ser escritos na forma vetorial como:

$$\mathbf{X}(\omega) = \mathbf{S}(\omega)\mathbf{D}(\omega) + \mathbf{V}(\omega) \quad (3)$$

onde

$$\mathbf{D}(\omega) = [e^{j\omega\tau_{12}} \ 1 \ e^{j\omega\tau_{32}} \ e^{j\omega\tau_{42}} \ e^{j\omega\tau_{52}}]^T.$$

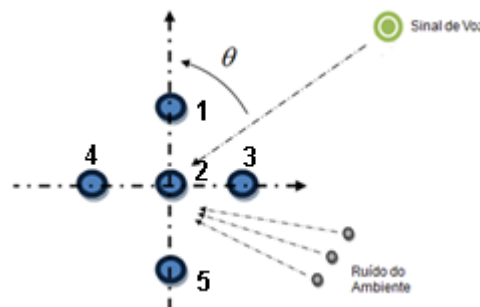


Fig. 2. Conjunto bidimensional de microfones utilizado.

III. MÉTODOS DE ESTIMAÇÃO DE DOA

A. Método Baseado em Formador de Feixes Direcional

A propriedade de formadores de feixes [1] de destacarem sinais provenientes de uma determinada direção e atenuarem os demais pode ser utilizada na estimação da direção de chegada. Empregando o método formador de feixes em cada direção possível, considerando valores discretos, encontra-se a potência do sinal de saída. Desse modo, a direção que resultar no sinal de saída de maior potência é considerada a direção de chegada estimada.

Para cada amostra na frequência (índice k), os sinais dos microfones são multiplicados por pesos complexos W_i e somados, obtendo-se a saída do formador de feixes:

$$Y(k) = \mathbf{W}^H \mathbf{X}(k), \quad (4)$$

sendo, para o conjunto de microfones adotado neste trabalho,

$$\mathbf{W} = [W_1 \ W_2 \ W_3 \ W_4 \ W_5]^T. \quad (5)$$

A potência do sinal de saída será usada como parâmetro na estimação da direção de chegada do sinal. A densidade espectral de potência do sinal de saída do formador de feixes pode ser estimada por

$$\begin{aligned} \Phi_{YY}(k) &= Y(k)Y^*(k) \\ &= \mathbf{W}^H \Phi_{XX}(k)\mathbf{W}, \end{aligned} \quad (6)$$

onde $\Phi_{\mathbf{X}\mathbf{X}}(k)$ é uma matriz de dimensões 5×5 , representando a matriz de densidade espectral cruzada entre os sinais dos microfones.

Um importante parâmetro do sistema é a sua função resposta, caracterizada pela razão entre o sinal de saída do formador de feixes e o sinal original, proveniente da fonte acústica. Considerando o caso sem a interferência de ruído, a representação do sinal de saída no domínio da frequência é dada por

$$\begin{aligned} Y(k) &= \mathbf{W}^H \mathbf{X}(k) \\ &= \mathbf{W}^H S(k) \mathbf{D}(k) \end{aligned} \quad (7)$$

Como o termo τ_{i2} , presente na expressão de $\mathbf{D}(k)$, é função do ângulo de incidência θ , a Eq. (4) pode ser reescrita como

$$Y(\theta, k) = \mathbf{W}^H S(k) \mathbf{D}(\theta, k). \quad (8)$$

Consequentemente, a função resposta é dada por

$$R(\theta, k) = \frac{Y(\theta, k)}{S(k)} = \mathbf{W}^H \mathbf{D}(\theta, k). \quad (9)$$

O critério de definição do vetor peso \mathbf{W} utilizado neste trabalho foi o atraso e soma (do inglês *delay and sum*). Esse critério atribui ao peso os atrasos causados pelo trajeto do sinal, para um determinado ângulo de incidência, denominado direção alvo. Desse modo, os pesos do formador de feixes para uma determinada direção θ_{alvo} são dados por

$$\mathbf{W} = \mathbf{D}(\theta_{alvo}, k). \quad (10)$$

A direção que resulta no sinal de saída do formador de feixes com maior potência é considerada a direção de chegada estimada do sinal. Como a densidade espectral de potência do sinal de saída varia de acordo com o *bin* de frequência, a direção de chegada final será igual à direção que maximiza o valor médio da densidade espectral de potência considerando os *bins* de frequência entre 300 Hz e 3400 Hz, correspondente à faixa de frequência em que se concentra a potência do sinal de voz.

B. Método da Correlação Cruzada Generalizada (GCC)

O método de estimação da direção de chegada baseado no TDD [6] consiste em calcular o atraso temporal entre os sinais de cada par de microfones e, em seguida, utilizando as informações conhecidas acerca das posições dos microfones, estimar a direção de chegada do sinal.

Entre os métodos de estimação da direção de chegada, trata-se de uma das técnicas de menor custo computacional, uma vez que não envolve busca exaustiva entre todos os ângulos possíveis, como ocorre nas demais principais técnicas. Além disso, este algoritmo apresenta a particularidade de poder tratar diretamente sinais de banda larga. Em compensação, esta técnica é útil somente para os casos em que há sinal de apenas uma fonte incidindo sobre o conjunto de microfones.

Para estimar o atraso temporal entre os sinais de um par de microfones, calcula-se primeiramente a função correlação cruzada entre os sinais. O índice correspondente ao máximo dessa correlação, uma vez tendo a sua unidade convertida de

amostras para segundos, é tido como o atraso entre os dois sinais.

Considerando um conjunto linear uniforme de N microfones separados por uma distância d , o número total de pares de microfones que se podem formar é igual a

$$\binom{N}{2} = \frac{N!}{2!(N-2)!} \quad (11)$$

Os experimentos realizados utilizando esse método foram feitos com dois conjuntos de $N = 3$ microfones alinhados em direções perpendiculares, com espaçamento de $d = 10$ cm, formando a configuração de uma cruz no plano horizontal.

Dados dois microfones, i e j , sejam $x_i(n)$ e $x_j(n)$ os sinais dos microfones, onde n é o índice temporal das amostras. $X_i(k)$ e $X_j(k)$ são as amostras dos sinais no domínio da DFT, sendo k o índice da amostra. A densidade espectral de potência cruzada entre os sinais é estimada por

$$\Phi_{x_i x_j}(k) = X_i(k) X_j^*(k). \quad (12)$$

A correlação cruzada entre os sinais é dada pela DFT inversa da densidade espectral de potência cruzada, ou seja,

$$R_{x_i x_j}(l) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} \Phi_{x_i x_j}(k) e^{j \frac{2\pi k l}{M}}, \quad (13)$$

onde M é o comprimento da sequência correspondente à densidade espectral de potência cruzada e l é a defasagem. A correlação cruzada pode ser calculada para os possíveis valores positivos e negativos de l . A defasagem que maximiza $R_{x_i x_j}(l)$ é o número de amostras de atraso entre os dois sinais. Portanto, o atraso temporal é dado por

$$\tau_{ij} = \frac{1}{F_S} \arg \max \left(R_{x_i x_j}(l) \right). \quad (14)$$

onde F_S é a frequência de amostragem.

Desse modo, forma-se um vetor $\boldsymbol{\tau}$ de dimensões $\binom{N}{2} \times 1$ contendo os atrasos temporais entre os sinais de todos os pares de microfones. No caso do conjunto de microfones disposto de forma horizontalmente linear, sabe-se que a relação entre o atraso temporal e a direção de chegada é dada por

$$d \sin \theta = -v \boldsymbol{\tau}, \quad (15)$$

onde \mathbf{d} é um vetor de dimensões $\binom{N}{2} \times 1$ contendo as distâncias entre cada par de microfones e θ é a direção de chegada do sinal. Essa equação apresenta $\binom{N}{2}$ equações e apenas uma incógnita, o ângulo θ . Desse modo, o sistema é resolvido encontrando-se a solução de mínimos quadrados, dada por

$$\sin \theta = (\mathbf{d}^T \mathbf{d})^{-1} \mathbf{d}^T (-v \boldsymbol{\tau}). \quad (16)$$

Consequentemente, tem-se que

$$\theta_h = \sin^{-1} [(\mathbf{d}^T \mathbf{d})^{-1} \mathbf{d}^T (-v \boldsymbol{\tau})]. \quad (17)$$

Daí encontra-se a direção de chegada θ_h obtida utilizando o conjunto horizontalmente linear de microfones, podendo assumir valores entre -90° e 90° .

Analogamente, no caso do conjunto de microfones disposto de forma verticalmente linear, sabe-se que, para cada par de microfones i e j , a relação entre o atraso temporal e a direção de chegada é dada por

$$d_{ij} \cos \theta = -v\tau_{ij}. \quad (18)$$

Similarmente, por meio de mínimos quadrados, tem-se que

$$\theta_v = \cos^{-1}[(\mathbf{d}^T \mathbf{d})^{-1} \mathbf{d}^T (-v\boldsymbol{\tau})] \quad (19)$$

A direção de chegada θ_v , encontrada utilizando o conjunto vertical de microfones, pode assumir valores entre 0° e 180° .

Combinando-se os valores de θ_h e θ_v , encontra-se a direção de chegada definitiva θ , eliminando-se a ambiguidade em relação à direção de chegada obtida por um único conjunto linear uniforme de microfones.

Os ângulos θ_h e θ_v são combinados de modo a garantir a maior precisão possível da direção de chegada θ . É sabido que o valor θ_h apresenta uma maior precisão que θ_v quando $-45^\circ < \theta < 45^\circ$, $\theta > 135^\circ$ ou $\theta < -135^\circ$. Já o valor de θ_v apresenta uma maior precisão quando $45^\circ < \theta < 135^\circ$ ou $-135^\circ < \theta < -45^\circ$. Portanto, o valor atribuído a θ é estabelecido de acordo com os seguintes critérios:

- Se $-45^\circ < \theta_h < 45^\circ$ e $\theta_v < 90^\circ$, então $\theta = \theta_h$;
- Se $-45^\circ < \theta_h < 45^\circ$ e $\theta_v > 90^\circ$, então $\theta = 180^\circ - \theta_h$;
- Se $\theta_h > 45^\circ$, então $\theta = \theta_v$;
- Se $\theta_h < -45^\circ$, então $\theta = -\theta_v$.

A correlação cruzada generalizada pode ser definida como

$$R_{x_i x_j}^{(g)}(\tau) = E[(h_i(n) * x_i(n))(h_j(n - \tau) * x_j(n - \tau))]. \quad (20)$$

Conforme se observa na Eq. (20), para computar a correlação cruzada generalizada, os sinais dos microfones inicialmente são pré-filtrados. Em seguida, calcula-se a correlação cruzada entre os sinais. A GCC também pode ser computada no domínio da frequência, calculando-se a densidade espectral de potência cruzada generalizada (GXPSD), definida como

$$\Phi_{x_i x_j}^{(g)}(k) = [H_i(k)X_i(k)][H_j(k)X_j(k)]^*. \quad (21)$$

As duas pré-filtragens podem ser combinadas e representadas por um único filtro, $\psi_{ij}(k)$, ou seja,

$$\Phi_{x_i x_j}^{(g)}(k) = \psi_{ij}(k)X_i(k)X_j^*(k), \quad (22)$$

onde

$$\psi_{ij}(k) = H_i(k)H_j^*(k). \quad (23)$$

Para encontrar a GCC, realiza-se a transformada inversa de Fourier da GXPSD, obtendo-se

$$R_{x_i x_j}^{(g)}(l) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} \Phi_{x_i x_j}^{(g)}(k) e^{j \frac{2\pi k l}{M}}. \quad (24)$$

A escolha da função de pré-filtragem $\psi_{ij}(k)$ depende do critério de pesagem requerido pela situação. De acordo com o método GCC-PHAT [2], realiza-se a transformada de fase, do inglês *phase transform* (PHAT), definindo-se $\psi_{ij}(k)$ como

$$\psi_{ij}(k) = \frac{1}{|\hat{\Phi}_{x_i x_j}(k)|}, \quad (25)$$

onde $\hat{\Phi}_{x_i x_j}(k)$ é uma estimativa da densidade espectral de potência cruzada do par de sinais gravados x_i e x_j . Com o emprego da PHAT, a função GXPSD se aproxima de um impulso discreto, tornando mais proeminente o pico dessa função.

Dessa forma, a matriz de correlação cruzada generalizada é calculada por meio da seguinte equação:

$$R_{x_i x_j}^{(g)}(\tau) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} \frac{1}{|\hat{\Phi}_{x_i x_j}(k)|} \Phi_{x_i x_j}(k) e^{j \frac{2\pi k l}{M}}, \quad (26)$$

ou seja, compensa-se o módulo da densidade espectral cruzada dos sinais dos microfones.

IV. RESULTADOS DOS EXPERIMENTOS REALIZADOS

Neste experimento, sinais de voz foram gravados sem a interferência de ruído. Os sinais foram originados nas direções de 0° , -55° , -90° , -125° , 180° , 110° , 90° e 70° , sequencialmente. Os resultados obtidos com o método formador de feixe são exibidos na Fig. 3(a). As direções de chegada estimadas foram similares às esperadas, mostrando um desempenho satisfatório do algoritmo em situações práticas. No entanto, os resultados tiveram precisão e acurácia inferiores aos dos experimentos simulados considerando apenas atrasos entre os sinais dos microfones (não apresentados aqui por falta de espaço), mostrando que a reverberação afeta a qualidade da estimação da direção de chegada de forma considerável. Nota-se a descontinuidade no gráfico para o ângulo de 180° , de modo que as estimativas um pouco acima desse valor são representadas na extremidade oposta do gráfico, próximo a -180° .

Em seguida, ruído rosa foi gerado dos quatro cantos da sala onde foram realizadas as gravações, correspondendo às direções de -125° , -55° , 70° e 110° , simultaneamente. Uma vez que esses ângulos são aproximadamente simétricos, o experimento pode ser considerado um bom teste de desempenho em ambientes com ruído difuso. Na Fig. 3(b) são apresentados os resultados obtidos com o método formador de feixe para SNR=10 dB. Os efeitos do ruído nos experimentos com sinais gravados não são notados de forma tão clara quanto nos dos experimentos com sinais simulados, uma vez que os resultados sem a interferência de ruído não são tão precisos. No entanto, nota-se que os efeitos do ruído difuso sobre as estimativas são consideráveis para a SNR de 10 dB, em que a diferença entre as direções de chegada estimada e esperada é mais significativa.

A Fig. 4(a) ilustra os resultados do sistema para o experimento em que sinais de voz são emitidos das direções 0° , 70° , 90° , 110° , 180° , -125° , -90° e -55° , sequencialmente, sem a presença de ruído. As direções de chegada estimadas foram similares às esperadas, mostrando um desempenho satisfatório do algoritmo GCC-PHAT em situações práticas. As DOAs estimadas apresentaram uma precisão maior do que as encontradas pelo método formador de feixes, indicando que a os efeitos da reverberação sobre o

formador de feixes são mais significativos que aqueles sobre o GCC-PHAT.

Para testar o efeito do ruído sobre o desempenho do método GCC-PHAT, foram realizados também experimentos com a presença de ruído difuso. Sinais de ruído rosa provenientes das direções de -125° , -55° , 70° e 110° , simultaneamente, foram gravados pelos microfones, somando-se aos sinais de voz gravados. Os resultados são expostos na Fig. 4(b). Os efeitos do ruído sobre as estimativas das DOAs, como se percebe com base nos resultados, foram significativos. Para SNR igual a 10 dB, a precisão da estimação diminuiu consideravelmente, de modo que, em alguns trechos do gráfico, o algoritmo visivelmente assume como direção de chegada as direções de 0° , 90° e -90° , correspondentes às direções do ruído.

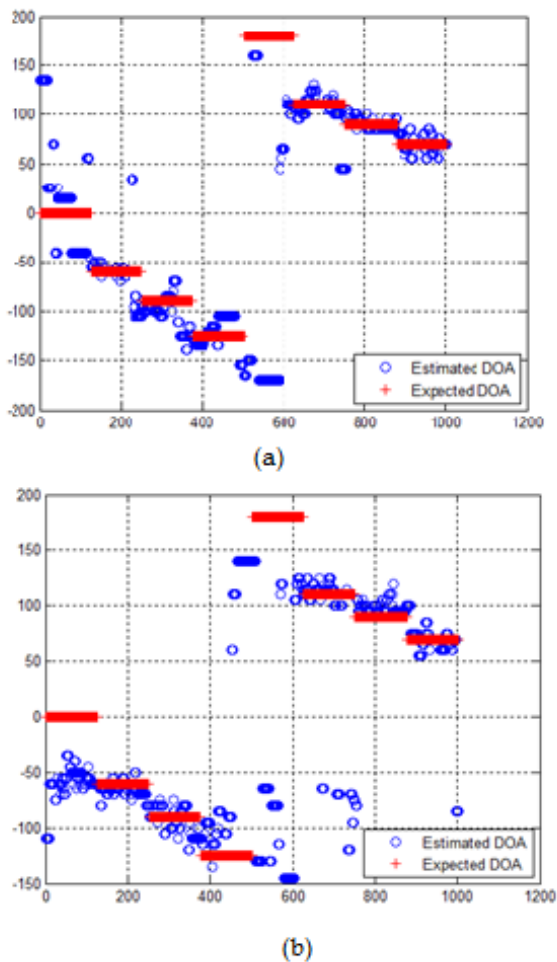


Fig. 3. Resultados do método formador de feixes com sinais gravados: (a) sem ruído aditivo e (b) com ruído difuso com SNR=10 dB.

V. CONCLUSÕES

Neste trabalho foram apresentados dois algoritmos de estimação de direção de chegada de sinais de voz, utilizando o método formador de feixes e o GCC-PHAT, para um sistema composto por 5 microfones posicionados na configuração de uma cruz. Experimentos realizados com sinais gravados e simulados permitiram testar os algoritmos em situações semelhantes às práticas, avaliando sua capacidade de estimar DOAs de sinais de voz em ambientes reais. Os resultados indicaram que o método formador de feixes sofre menor efeito

do ruído, enquanto o algoritmo GCC-PHAT sofre menor influência da reverberação.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem ao apoio dos órgãos de fomento CNPq, CAPES e FAPERJ.

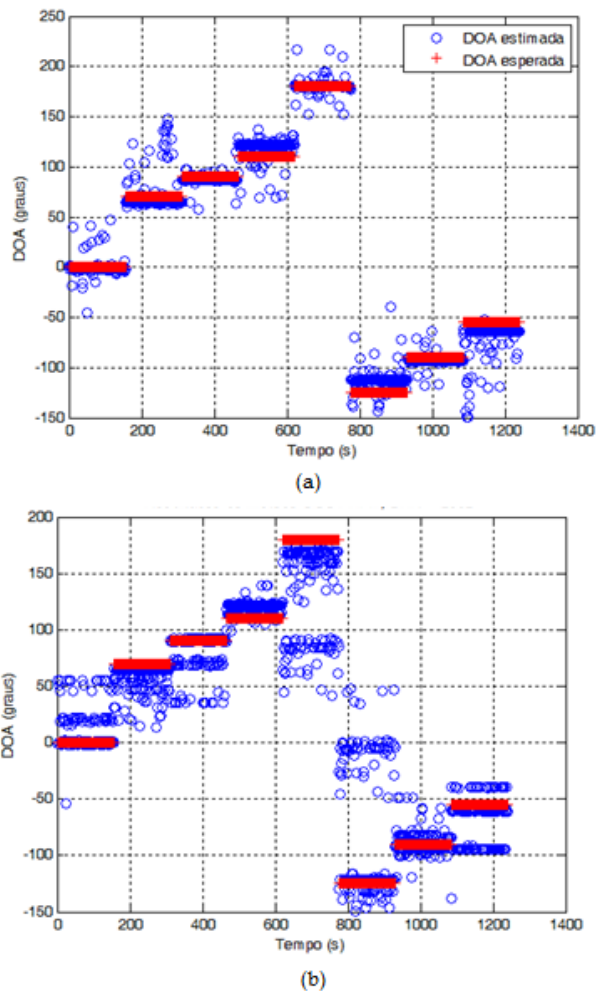


Fig. 4. Resultados do método GCC-PHAT com sinais gravados: (a) sem ruído aditivo e (b) com ruído difuso com SNR=10 dB.

REFERÊNCIAS

- [1] B. Veen, K. M. Buckley, "Beamforming techniques for spatial filtering," *CRC Digital Signal Processing Handbook*, 1999.
- [2] C. Knapp e G. Carter, "The generalized correlation method for estimation of time delay", *IEEE Transactions Acoustics, Speech and Signal Processing*, 24, pp. 320-327, 1976.
- [3] Chen Liu, et al.: Localization of multiple sound sources with two microphones, *J. Acoust. Soc. Am.*, 108(4), 1888-1905, 2000.
- [4] Jacob Benesty: Adaptive eigenvalue decomposition algorithm for passive acoustic source localization, *J. Acoust. Soc. Am.*, 107(1), 384-391, 2000.
- [5] E. A. Ferrara: Fast implementation of LMS adaptive filters, *IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process.*, ASSP-28(4), 474-475, 1980.
- [6] F. Talantzis, A. G. Constantinides, e L. C. Polymenakos, "Estimation of Direction of Arrival Using Information Theory", *IEEE Signal Processing Letters*, Vol. 12, No. 8, 2005.