

Implementação de algoritmos de filtragem adaptativa com restrições para uso em beamforming

José Rosa Kuiaski e José Antonio Apolinário Jr.

Resumo—Este artigo apresenta detalhes de implementação e resultados do emprego de algoritmos de filtragem adaptativa com restrições lineares em um arranjo linear uniforme de microfones. Apresentam-se os equipamentos utilizados, geração, aquisição e tratamento do sinal via Matlab e a filtragem por filtro ótimo, por algoritmos com restrições na forma direta (*Frost*) e por estruturas GSC e uma forma alternativa ao GSC, a abordagem denominada *Household-Transform*. Faz-se uma breve análise dos resultados.

Palavras-Chave—Arranjo de microfones, *beamforming*, processamento de sinais em arranjos de sensores.

Abstract—This paper presents details and results of the implementation of linearly constrained adaptive filtering algorithms in an uniform linear array of microphones. It also describes the equipments employed, generation, acquisition, and processing of the signals using Matlab and the filtering by optimal filter, by direct-form linearly constrained algorithms, by the so-called GSC structure, and by an alternative to the GSC, the Holscholder-Transform approach. A brief analysis of the results is presented.

Keywords—Microphone array, beamforming, sensor array signal processing.

I. INTRODUÇÃO

O estudo das técnicas de *beamforming* adaptativo com restrições tomam um importante lugar na área das telecomunicações, para análise de espectro, arranjos de antenas e filtragem espacial e temporal.

Essas técnicas, quando aplicadas em um arranjo de microfones, são de particular interesse em aplicações como videoconferências. Aliado a um algoritmo de determinação da direção de chegada (*direction of arrival, DOA*), pode-se conformar eletronicamente a captação do arranjo de microfones para o falante, através da construção de padrões de interferência, eliminando consideravelmente o efeito de fontes de ruídos do ambiente.

II. DETALHES DE IMPLEMENTAÇÃO

A implementação de um arranjo genérico deve considerar o tipo e a disposição dos microfones utilizados. Aconselha-se o uso de microfones omnidirecionais ou cardióides, pois a diretividade excessiva pode comprometer a aquisição do sinal e a disposição linear dos microfones, pois facilita a análise espacial. Em fins práticos, a distância entre os microfones limita as frequências dos sinais de entrada. Um arranjo que contempla o ajuste dessa distância permite uma gama maior de utilizações. Um dos fatores de maior relevância é o estágio de pré-amplificação. Necessita-se manter as características de fase do sinal, a fim de se determinar a direção de chegada e a filtragem espacial. Portanto, os pré-amplificadores devem ser iguais para todos os microfones e devem ou não introduzir atrasos de fase, ou introduzi-los de maneira igual.

A aquisição do sinal deve ser feita por uma interface e software que permitam gravação multi-pista. Para fins didáticos, optamos pelo software Matlab[®] tanto a aquisição quanto o processamento.

José Rosa Kuiaski e José Antonio Apolinário Jr. Departamento de Engenharia Elétrica (SE/3), Instituto Militar de Engenharia, Rio de Janeiro, Brasil, E-mails: jose.kuiaski@yahoo.com.br, apolin@ime.ub.br. Este trabalho foi parcialmente financiado pelo CNPq (PIBIC-IME 2007/2008).

III. RESUMO SOBRE OS ALGORITMOS UTILIZADOS

Os algoritmos implementados são filtros FIR, concebidos para sinais em banda estreita e sem a presença de um sinal de treinamento.

Um algoritmo adaptativo para um sistema de M microfones compõe-se da filtragem dos sinais de entrada através de coeficientes $\mathbf{w} = [w_1 \ w_2 \ \dots \ w_M]$ de tal forma que uma função de custo $\epsilon_{\mathbf{w}(k)}$ seja minimizada [1]. Para cada fonte de sinal ou ruído, associada a um ângulo de chegada θ_i , determina-se uma restrição linear $\mathbf{s}_i^H \mathbf{w}$, com $\mathbf{s}_i = [1 \ e^{j\frac{2\pi d \cos(\theta)}{\lambda}} \ e^{j\frac{4\pi d \cos(\theta)}{\lambda}} \ \dots \ e^{j\frac{2(M-1)\pi d \cos(\theta)}{\lambda}}]$ correspondendo à compensação dos atrasos da frente de onda entre cada microfone [2].

Um conjunto de p restrições lineares dão origem à matriz \mathbf{C} dada por

$$\mathbf{C} = [\mathbf{s}_1 \ \mathbf{s}_2 \ \dots \ \mathbf{s}_p], \quad (1)$$

que reduz os graus de liberdade dos coeficientes, impondo a condição

$$\mathbf{C}^H \mathbf{w} = \mathbf{f}, \quad (2)$$

onde \mathbf{f} é um vetor $p \times 1$ de ganho que determina se a restrição linear é para anular ou dar ganho ao sinal vindo da direção associada.

A escolha da função de custo $\epsilon_{\mathbf{w}}$ define o algoritmo adaptativo. A solução ótima, ou solução de Wiener, obtida com a minimização de $\epsilon_{\mathbf{w}}(k) = E[|e(k)|^2]$, sujeita a $\mathbf{C}^H \mathbf{w} = \mathbf{f}$, é dada por [3]

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = \mathbf{R}^{-1}(k) \mathbf{C} (\mathbf{C}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{C})^{-1} \mathbf{f}, \quad (3)$$

onde $\mathbf{R} = E[\mathbf{x}(k) \mathbf{x}^H(k)]$ é a matriz de autocorrelação do vetor sinal de entrada $\mathbf{x}(k)$. Note que $e(k)$ na função custo corresponde à saída do filtro que, neste caso, é conhecido como LCMV (*Linearly Constrained Minimum Variance*). Se estimarmos \mathbf{R} , o resultado é conhecido como SMI (*Sample Matrix Inversion*).

Na prática, uma possibilidade de implementação de um *beamforming* é através de algoritmos na forma direta, como por exemplo o *Constrained LMS* (CLMS) ou algoritmo de *Frost* [1], [3]. Esse algoritmo minimiza $\epsilon_{\mathbf{w}}(k) = |e(k)|^2$ sujeito a $\mathbf{C}^H \mathbf{w} = \mathbf{f}$ e seus coeficientes são atualizados de acordo com a seguinte expressão.

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{P}[\mathbf{w}(k) + \mu e^*(k) \mathbf{x}(k)] + \mathbf{F} \quad (4)$$

com $\mathbf{P} = \mathbf{I} - \mathbf{C} (\mathbf{C}^H \mathbf{C})^{-1} \mathbf{C}^H$ e $\mathbf{F} = \mathbf{C} (\mathbf{C}^H \mathbf{C})^{-1} \mathbf{f}$.

Uma outra abordagem é conhecida como *Generalized Sidelobe Canceller* (GSC), cuja estrutura decompõe o problema em dois, um com restrições lineares, outro sem, dividindo \mathbf{w} em duas componentes ortogonais [4].

$$\mathbf{w}(k) = \mathbf{w}_c - \mathbf{B} \mathbf{w}_a(k) \quad (5)$$

tal que \mathbf{w}_c é fixo e dado por $\mathbf{w}_c = \mathbf{C} (\mathbf{C}^H \mathbf{C})^{-1} \mathbf{f}$ e \mathbf{B} é uma matriz que satisfaça a condição $\mathbf{B}^H \mathbf{C} = 0$, fazendo com que \mathbf{w}_a torne-se uma componente sem restrições que poderá ser ajustada segundo qualquer algoritmo adequado a um combinador linear adaptativo. Por exemplo, se desejamos atualizar w_a com um algoritmo LMS, então:

$$\mathbf{w}_a(k+1) = \mathbf{w}_a(k) + \mu e^*(k) \mathbf{B}^H \mathbf{x}(k) \quad (6)$$

o qual é denominado filtro GSC-LMS. Note que $\mathbf{w}(k)$, como em (5), atende a restrição $\mathbf{C}^H \mathbf{w}(k) = \mathbf{f}$.

A matriz \mathbf{B} influencia na complexidade computacional do filtro e pode ser determinada através da decomposição de \mathbf{C} por vários métodos, incluindo SVD e decomposição QR. Em Matlab[®], implementa-se a decomposição QR pelas seguintes instruções: $[Q, R] = \text{qr}(C)$; $p = \text{rank}(C)$; and $B = Q(:, p+1, M)$.

Uma forma alternativa ao GSC é a estrutura *Holsehold-Transform* [3]. A idéia do HT é aplicar uma transformação em $\mathbf{x}(k)$ e em $\mathbf{w}(k)$ através de uma matriz \mathbf{Q} de forma a dividi-los em uma parte superior não adaptativa, $\mathbf{x}_U(k)$ e $\mathbf{w}_U(k)$, e em uma parte inferior adaptativa, $\mathbf{x}_L(k)$ e $\mathbf{w}_L(k)$, que pode se ajustar segundo qualquer algoritmo usado em um combinador linear adaptativo.

IV. DESCRIÇÃO DO EXPERIMENTO

Assumido um sinal banda estreita na faixa de áudio, optou-se por codificar uma mensagem de texto em um trem de bits. Adotou-se que cada caractere seria codificado por 5 bits. Com a *stream* resultante, modulou-se uma portadora de 1kHz por BASK (*Binary Amplitude Shift Keying*), criando *bursts* com comprimentos variáveis na frequência da portadora (burst para os bits 1 e silêncio para bits 0), originando-se um sinal que se assemelha a uma transmissão digital ou ao código *morse*. Dois sinais foram gerados no próprio Matlab[®], um contendo uma informação codificada e outro apenas com *bits* aleatórios. Dispunha-se de um arranjo de 8 microfones cardioides (*Behringer XM8500 Ultravoice*) linearmente dispostos, separados por uma distância de 10cm e conectados a uma interface firewire (*Firepod da PreSonus*) pré-amplificada. Os sinais foram reproduzidos em caixas acústicas *Yamaha* em ângulos determinados e foram simultaneamente gravados em 8 *streams* que correspondem às 8 entradas do combinador linear adaptativo. A gravação foi feita em Matlab[®], usando o pacote *pa_wavplay* que grava e reproduz sinais multicanais, disponível em www.mathworks.com.

Observou-se que, para um sinal real, a aplicação de restrições lineares não causariam um atraso em frequência, devido à simetria de seu espectro. Os sinais precisaram receber um tratamento antes de entrarem nos combinadores lineares. Após digitalizados, os 8 sinais passaram por uma filtragem passa-banda a fim de manter somente a parte do espectro na parte positiva do eixo das frequências. Deve-se considerar que o filtro adiciona um atraso de fase no sinal, o que faz necessária a utilização de um filtro FIR, com fase linear, de modo a termos retardo de grupo constante.

Os sinais resultantes foram concatenados em uma matriz $\mathbf{X} = [\mathbf{x}_1^T \ \mathbf{x}_2^T \ \dots \ \mathbf{x}_8^T]^T$, da qual cada coluna k corresponde ao vetor de entrada $\mathbf{x}(k)$. A matrix \mathbf{X} foi filtrada pelos algoritmos SMI (Wiener), CLMS (Frost), GSC-LMS, GSC-RLS e HTLMS.

A Figura 1 mostra os sinais original, corrompido e o filtrado pelos algoritmos HTLMS (azul) e GSC-RLS (vermelho).

Observa-se que o tempo de convergência do algoritmo GSC-RLS é menor do que o tempo de convergência de um filtro HTLMS. Isto já era esperado tendo em vista apresentar o RLS (com ou sem restrições) uma maior velocidade de convergência. Contudo, o algoritmo RLS, como implementado, apresenta uma maior complexidade computacional e uma instabilidade numérica quando implementado em precisão finita.

V. CONCLUSÕES

O experimento foi realizado em um ambiente (acusticamente) não estacionário devido à variabilidade temporal da reverberações (ou resposta ao impulso do ambiente). Observou-se que o tempo de convergência menor de algoritmos da família RLS têm representou um melhor desempenho para tais ambientes e seria, portanto, o mais recomendável (desde que seja utilizada uma versão estável cuja complexidade computacional fosse suportada pelo hardware implementado) para, por exemplo, uma videoconferência.

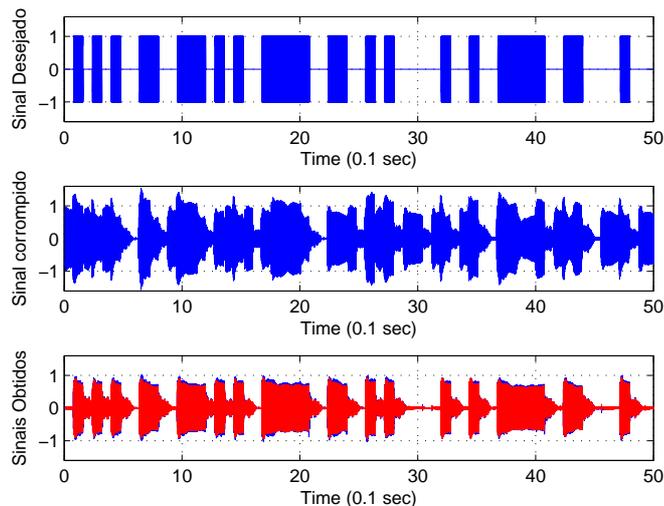


Fig. 1. Resultado obtido: sinal original e sinais filtrados pelos algoritmos HTLMS e GSC-RLS.

Já os algoritmos da família LMS apresentaram-se pouco eficientes nesse ambiente não estacionário devido à sua convergência mais lenta; no entanto, são estáveis e de muita baixa complexidade computacional. Na prática, tais algoritmos são utilizados no domínio da frequência ou em versões um pouco mais complexas mas mais rápidas.

Observou-se, ainda, que não só a implementação dos algoritmos, mas também o *setup* utilizado para os testes dos mesmo, é essencial para os resultados. Durante os experimentos, tanto a escolha do ambiente quanto das ferramentas necessárias foram críticos para a obtenção de um bom resultado. A utilização de um ambiente não estático restringe a possibilidade dos algoritmos avaliados sendo que a busca de um algoritmo no meio (em termos de complexidade e velocidade) entre o LMS e o RLS parece ser melhor indicado. Pode-se comentar também que, uma vez inicializado de maneira equivalente, os algoritmos com restrição (*constrained*), GSC e HT apresentam resultados idênticos.

Por último, observa-se que o uso de interfaces de aquisição e softwares inadequados (apresentando diferentes valores de retards em cada canal, por exemplo) podem comprometer as relações de fases dos sinais de forma inaceitável. Tal fato ocorreu no início deste trabalho e só foi contornado após a aquisição de um conversor multicanal (com pré-amplificação) mais adequado à aplicação.

REFERÊNCIAS

- [1] Bernard Widrow, Samuel D. Stearns. *Adaptive Signal Processing*, Prentice-Hall inc, 1985
- [2] Simon Haykins, *Adaptive Filtering Theory* Prentice-Hall, 1996.
- [3] Marcello L. R. Campos, Stephan Werner e José A. Apolinário Jr., "Constrained Adaptive Filters," in S. Chandran *Adaptive Antenna Arrays* Springer, 2004.
- [4] Shiunn-Jang Chern, "Adaptive Linearly Constrained Beamforming Algorithms for Smart Jamming Suppression," in S. Chandran *Adaptive Antenna Arrays* Springer, 2004.
- [5] Harry Van Trees, *Optimum Array Processing* Wiley-Interscience, 2002.