

全设计频段束宽恒定的低旁瓣时域波束形成

唐建生, 孙 超, 杨益新

(西北工业大学声学工程研究所, 西安 710072)

摘要: 为了在空域无失真地接收宽带信号和有效地抑制环境干扰, 提出了全设计频段束宽恒定的低旁瓣时域波束形成方法。首先, 把宽带信号分为几个子带, 应用半定规划的优化方法设计这些子带中心频率上的加权, 使所形成的波束主瓣与设计带宽中最低频率上的波束相同, 同时约束其具有低旁瓣特征。然后, 设计 FIR 滤波器拟合这些离散频率点上恒定束宽加权所表示的幅相加权。显然, 设计得到的 FIR 滤波器的幅相响应给出了全设计频段上的幅相加权。最后应用该方法, 针对阵元具有方向性的 12 元均匀离散圆弧阵, 设计覆盖一个倍频程的低旁瓣时域恒定束宽波束形成器, 并使用线性调频信号作为测试信号, 验证了所提方法的有效性。

关键词: 恒定束宽; 时域波束形成; FIR 滤波器; 任意阵列

中图分类号: TN911.7

文献标识码: A

文章编号: 1000-3630(2006)-04-0331-06

Time domain low-sidelobe beamforming with constant beamwidth within the entire required frequency band

TANG Jian-sheng, SUN Chao, YANG Yi-xin

(Institute of Acoustic Engineering, Northwestern Polytechnical University, Xi'an, 710072, China)

Abstract: In modern sonar systems, wideband signals carrying more target information are often processed. Distortion of wideband signals caused by processing with traditional beamformer designed for narrow band signals is avoided by wideband constant beamwidth beamforming techniques. In this paper, time domain beamforming with constant beamwidth within the entire required frequency band is presented. First, the whole frequency band is decomposed into several subbands. Complex weights for center frequencies of these subbands are figured out using the semidefinite programming. In this process, low-sidelobe is constrained. An FIR filter is then designed to fit the amplitude and phase response that the complex weights represent. Computer simulation for LFM signals demonstrates the effectiveness of the proposed method.

Key words: constant beamwidth, time domain beamforming, FIR filter, arbitrary array

1 引 言

宽带信号的无失真接收对诸如目标识别、参数估计和波形分析等声纳的后置处理至关重要。然而, 通常的波束形成都是针对窄带信号, 当宽带信

号通过这种波束形成器时, 不同频率的信号所形成的空间滤波器形状不同, 只有波束指向方向上的响应相同^[1]。所以当波束对准宽带信号源时波束输出的信号不会失真, 但在波束宽度内的其它方向时就会出现失真。设计恒定束宽波束形成器可以解决这一问题, 它使不同频率的信号所形成的空间滤波器形状在主瓣宽度内相同。一种有效的恒定束宽设计方法是通过把宽带信号分为几个子带, 设计不同的加权使这些子带中心频率上的波束束宽恒定^[2-7]。这些方法中, 大多数只能用于均匀线列阵^[2-4]或者阵元

收稿日期: 2005-04-08; 修回日期: 2005-07-05

基金项目: 水下军用目标声特性国防科技重点实验室基金项目资助
(51444040103KH0301)

作者简介: 唐建生(1978-), 男, 博士研究生, 现主要从事阵列信号处理方面的研究工作。

无指向性的任意阵列^[5]。虽然,自适应宽带波束图综合的方法可以用于对阵元具有指向性的任意阵列进行设计^[6,7],但需要精心选择自适应的迭代参数,而且需要借助于复杂的波束综合方法设计满足要求的期望波束,因而限制其应用。而且这种划分子带的设计方法,只考虑了各子带中心频率上的波束束宽恒定,而未考虑其它频率上的波束图形状。要提高设计精度,就需要划分更多的子带,从而增加了设计工作量和计算量。

本文提出的方法,可以对阵元具有方向性的任意阵设计满足低旁瓣要求的恒定束宽波束。首先使用半定规划的优化方法设计每个子带中心频率上的加权,使其波束图的主瓣与最低频率常规波束相同,同时约束其旁瓣满足一定的低旁瓣要求,从而避免了使用复杂的波束图综合方法求取满足低旁瓣要求的期望波束。然后设计 FIR 滤波器拟合这些加权所表示的幅相加权。显然设计得到的 FIR 滤波器的幅相响应,不仅给出了各子带中心频率上的恒定束宽加权所表示的幅相加权,而且给出了非设计频率点上的幅相加权,仿真实验表明,在非设计频率点上这些加权可以近似地保持波束的束宽恒定。针对阵元具有方向性的 12 元均匀离散圆弧阵的设计实例和仿真实验验证了本文所提方法的正确性和有效性。

2 基本原理

考虑 M 元任意阵列,假设将设计频段分为 L 个子带,并用 f_l 表示第 l 个子带的中心频率,则此频率上的波束输出为

$$p(\theta, f_l) = \mathbf{w}_l^H \mathbf{a}(\theta, f_l) \quad (1)$$

式中, $\mathbf{w}_l = [w_{l1}(f_l) \quad w_{l2}(f_l) \quad \dots \quad w_{lM}(f_l)]^T$ 表示频率 f_l 上所需要的加权向量; $\mathbf{a}(\theta, f_l)$ 表示信号频率为 f_l 时 θ 方向的阵列流形向量^[8]。波束的恒定束宽设计就是对 f_l , 求取 $\mathbf{w}_l$ 使其满足

$$p(\theta, f_l) \approx p_D(\theta), \quad l=1, 2, \dots, L \quad \theta \in \Theta_m \quad (2)$$

式中, $p_D(\theta)$ 表示期望波束在 θ 方向的波束输出, Θ_m 表示恒定束宽波束的主瓣区域(波束指向方向两边第一个零点之间的区域)。对恒定束宽加权 $\mathbf{w}_l$ 的求取,可以表示为如下最小值优化问题

$$\min_{\mathbf{w}_l} \int_{\Theta_m} \left| \mathbf{w}_l^H \mathbf{a}(\theta, f_l) - p_D(\theta) \right|^2 d\theta \quad l=1, 2, \dots, L \quad (3)$$

求解式(3)表示的最优化问题就可以得到 L 个子带

中心频率上的恒定束宽加权。为了使得恒定束宽波束的旁瓣具有期望波束的特征,在设计中 Θ_m 通常被扩展到旁瓣区域。

3 求取低旁瓣恒定束宽加权的半定规划方法

求解式(3)得到的各子带中心频率上的恒定束宽加权,所形成的波束图是对期望波束图的最佳逼近。为了得到满足低旁瓣要求的恒定束宽波束,必须设计满足要求的期望波束。对于阵元具有指向性的任意阵形,往往需要借助于复杂的波束图综合方法^[5-7]。一种直接的方法是在求解式(3)的过程中,约束旁瓣高度,从而使波束满足低旁瓣要求。由于半定规划方法可以灵活的使用矩阵不等式约束求解最小值优化问题,所以选择半定规划方法实现上面的设计思路。半定规划的完整论述见文献^[9-10],可以使用现有的软件包求解半定规划问题^[11]。

式(3)可以表示为如下等价的约束最优化问题

$$\begin{cases} \text{Minimize}_{\mathbf{w}_l} & \varepsilon \\ \text{Subject to} & |p(\theta, f_l) - p_D(\theta)|^2 \leq \varepsilon \quad l=1, 2, \dots, L \quad \theta \in \Theta_m \end{cases} \quad (4)$$

式中, $\mathbf{w}_l$ 和 ε 为优化变量, ε 为实数。把式(1)代入式(4)并展开则有

$$\begin{cases} \text{Minimize}_{\mathbf{w}_l} & \varepsilon \\ \text{Subject to} & \mathbf{w}_l^H \mathbf{a}(\theta, f_l) \{\mathbf{w}_l^H \mathbf{a}(\theta, f_l)\}^* - \\ & 2\text{Re}\{\mathbf{w}_l^H \mathbf{a}(\theta, f_l) p_D^*(\theta)\} + |p_D(\theta)|^2 \leq \varepsilon \\ & l=1, 2, \dots, L \quad \theta \in \Theta_m \end{cases} \quad (5)$$

式中上标 * 表示共轭运算。上式可以表示为如下半定规划问题

$$\begin{cases} \text{Minimize}_{\mathbf{w}_l} & \varepsilon \\ \text{Subject to} & \begin{bmatrix} \varepsilon - |p_D(\theta)|^2 + 2\hat{\mathbf{w}}_l^T \hat{\mathbf{b}}(\theta, f_l) & \hat{\mathbf{w}}_l^T \hat{\mathbf{A}}(\theta, f_l) \\ \hat{\mathbf{A}}^T(\theta, f_l) \hat{\mathbf{w}}_l & I \end{bmatrix} \geq 0 \\ & l=1, 2, \dots, L \quad \theta \in \Theta_m \end{cases} \quad (6)$$

式中, $\hat{\mathbf{w}}_l = \begin{bmatrix} \text{Re}\{\mathbf{w}_l\} \\ \text{Im}\{\mathbf{w}_l\} \end{bmatrix}$, $\hat{\mathbf{b}}(\theta, f_l) = \begin{bmatrix} \text{Re}\{b(\theta, f_l)\} \\ \text{Im}\{b(\theta, f_l)\} \end{bmatrix}$, $\hat{\mathbf{A}}(\theta, f_l) =$

$\begin{bmatrix} \text{Re}\{a(\theta, f_l)\} & \text{Im}\{a(\theta, f_l)\} \\ -\text{Im}\{a(\theta, f_l)\} & \text{Re}\{a(\theta, f_l)\} \end{bmatrix}$; 其中, $b(\theta, f_l) = a(\theta, f_l) \cdot p^*(\theta)$, 运算 $\text{Re}\{\cdot\}$ 和 $\text{Im}\{\cdot\}$ 分别表示取各个元素的实部和虚部。

为了使旁瓣满足低旁瓣要求,增加约束

$$|a(\theta, f_l)|^2 \leq \Psi \quad l=1, 2, \dots, L \quad \theta \in \Theta_s \quad (7)$$

式中, Θ_s 表示旁瓣区域 (主瓣区域以外的区域); Ψ 为常数, 约束了波束在 θ 方向输出的能量小于 Ψ 。式 (7) 可以表示为如下矩阵不等式

$$\begin{bmatrix} \Psi & \hat{w}_l^T \hat{A}(\theta, f_l) \\ \hat{A}^T(\theta, f_l) \hat{w}_l & I \end{bmatrix} \geq 0$$

$l=1, 2, \dots, L \quad \theta \in \Theta_s$

(8)

优化式 (6), 并增加式 (8) 的约束就可以得到在一些离散频率点上具有低旁瓣特征的恒定束宽加权。

4 全设计频段恒定束宽时域波束形成器的实现

为了得到整个频段上的恒定束宽波束, 用 FIR 滤波器拟合这些子带中心频率点上恒定束宽加权所表示的幅相响应。图 1 给出了时域恒定束宽波束形成器的实现结构。每个阵元接收到的信号, 通过 FIR 滤波器实现了恒定束宽所需的幅相加权。

用 N 阶 FIR 滤波器拟合 L 个频率上的幅相响应 $D(\omega_l)$, 则角频率 ω_l 处加权拟合误差可以表示为

$$E(\omega_l) = c(\omega_l) (D(\omega_l) - H(\omega_l)) \quad l=1, \dots, L \quad (9)$$

$$H(\omega) = \sum_{n=0}^N h(n) e^{j\omega n} = g^T(\omega) h$$

(10)

式中, $H(\omega)$ 为待求 FIR 滤波器的频率响应, 其中 $g(\omega) = [1 \exp\{-j\omega\} \dots \exp\{-jN\omega\}]^T$, $h = [h(0) \ h(1) \dots h(N)]^T$, $H(n)$ 为实数; $c(\omega)$ 是代价因子, 为大于零的实数, 它的值越大则设计值与期望值在 ω 处就拟合的越紧。以加权拟合误差向量 $[E(\omega_1) \ E(\omega_2) \dots E(\omega_L)]$ 的各种范数最小为准则建立最优化问题^[12,13], 并应用现有的优化软件包就可以得到最优拟合时的 h 。

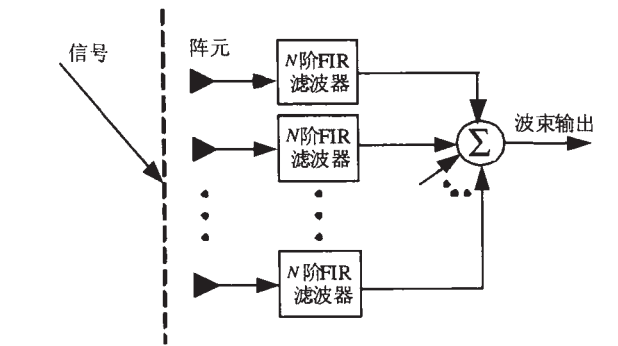


图 1 时域宽带恒定束宽波束形成器的实现结构

Fig.1 The structure of time domain wideband constant bandwidth beamformer

5 设计实例

本节以 12 元离散圆弧阵为例设计全设计频段束宽恒定的低旁瓣时域波束形成器。离散圆弧阵的结构如图 2 所示, 由 12 个水听器组成, 各个阵元具有 $\cos\theta$ 的指向性函数。用 r 表示圆弧半径, 其阵元位置为 $x_m = r \cos \frac{\pi}{12} (m - \frac{1}{2} \text{sign}(m))$, $y_m = r \sin \frac{\pi}{12} (m - \frac{1}{2} \text{sign}(m))$ ($m = -6, \dots, -1, 1, \dots, 6$)。如图 2 建立坐标系, θ 定义为入射信号与 x 轴的夹角, 并定义从 x 轴正向顺时针角度为正, 相反则为负。

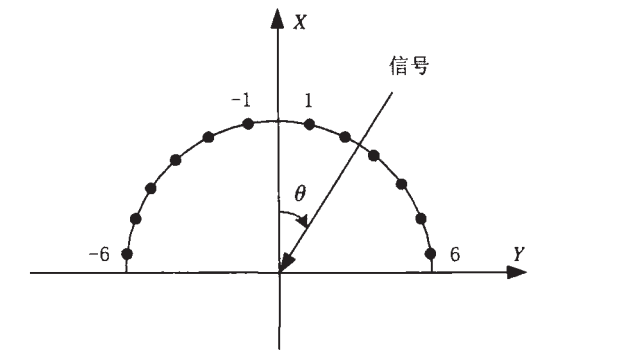


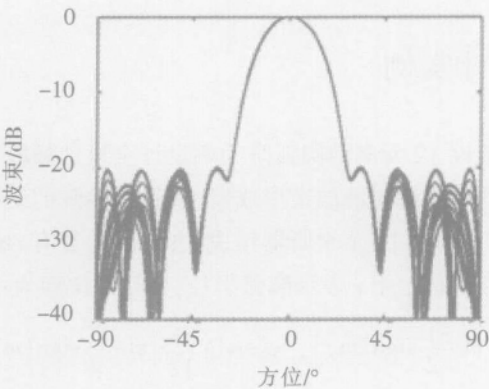
图 2 12 元离散圆弧阵的结构

Fig.2 Geometry of the arc array

设计带宽为 1kHz~2kHz。把设计带宽均匀地分为 21 个子带, 应用本文的方法设计各子带中心频率上的恒定束宽加权。设计中以 1kHz 常规波束的主瓣作为恒定束宽期望的主瓣形状, 并约束其旁瓣低于 -20dB。设计得到的这 21 个频率点上的波束图如图 3 所示。由图知, 这 21 个频率上的波束束宽恒定, 且其旁瓣低于 -20dB, 满足了设计要求。

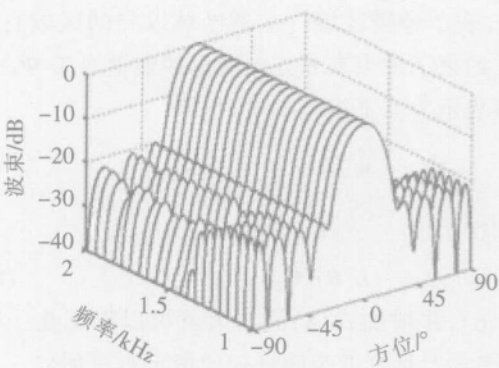
使用加权拟合误差向量的 L_2 范数最小准则, 用 64 阶 FIR 滤波器拟合这 21 个频率点上恒定束宽加权所表示的幅相加权, 以 1 号阵元为例, 图 4 给出了其幅相响应以及恒定束宽加权所期望的响应。由图知, 设计得到的 FIR 滤波器很好地拟合了 21 个设计频率点上恒定束宽加权所期望的幅相加权。

设计得到的 FIR 滤波器, 给出了设计频段中所有频率点上的幅相加权。在设计频段中均匀地抽取 51 个频率点, 使用设计所得 FIR 滤波器在这些频率点上的幅相响应作为加权值, 所得波束图如图 5 所示。由图 5 可知, 设计所得 FIR 滤波器给出的幅相加权, 不仅使设计频率点上的波束束宽恒定, 而且使其它频率上的波束束宽也近似恒定。



(a)叠加

(a)Superposition of all 21 beam patterns



(b)立体图

(b)Beam patterns at chosen frequencies.

图 3 设计所得 21 个频率点上的波束图

Fig.3 Beam patterns at 21 frequencies evenly chosen within 1kHz~2kHz

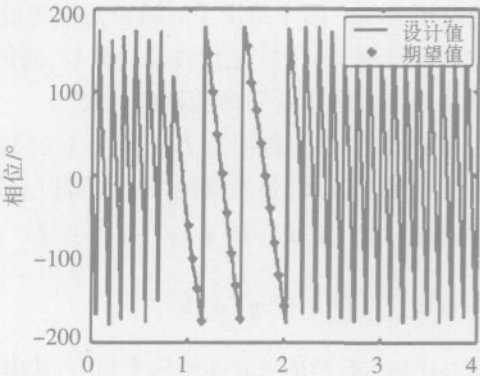
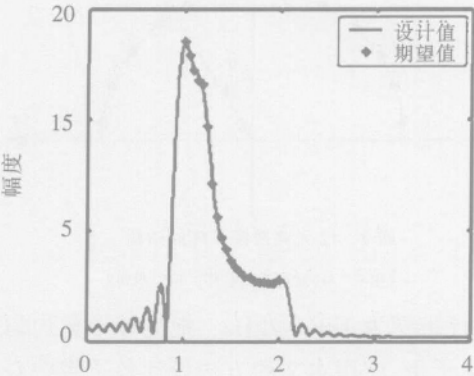
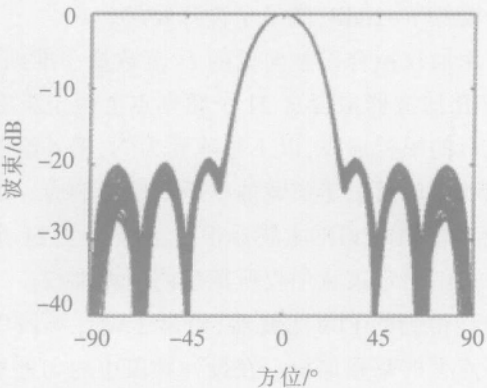


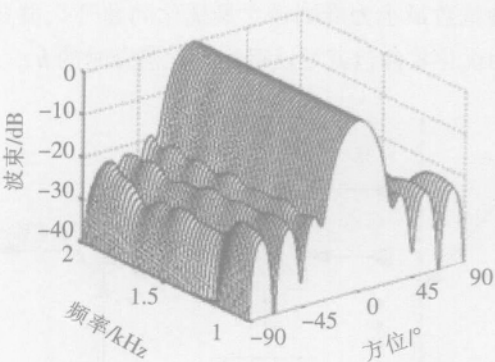
图 4 第 1 通道 FIR 滤波器的幅相响应

Fig.4 The amplitude and phase response of the FIR filter of the first channel



(a)叠加

(a)Superposition of all 51 beam patterns



(b)立体图

(b)Beam patterns at chosen frequencies.

图 5 设计所得 51 个频率点上的波束图

Fig.5 Beam patterns at 51 frequencies evenly chosen within 1kHz~2kHz

6 仿真实验

本节以线性调频信号作为测试信号, 验证设计所得时域波束形成器对非波束指向方向入射的宽带信号进行处理时不存在失真。线性调频信号 $s(t) = a(t) \cos(2\pi f(t + \mu t^2))$ ($0 \leq t < \tau$), 其中, 窗函数 $a(t) = 1$, 取信号长度 $\tau = 0.05s$, f_1 和 f_2 分别表示线性调频信号的上、下限频率, 调频因子 $\mu = (f_2 - f_1) / 2\tau$ 。用设计带宽的最低和最高频率作为线性调频信号的上、下限频率, 信号采样频率为 8kHz。测试信号的时域波形和

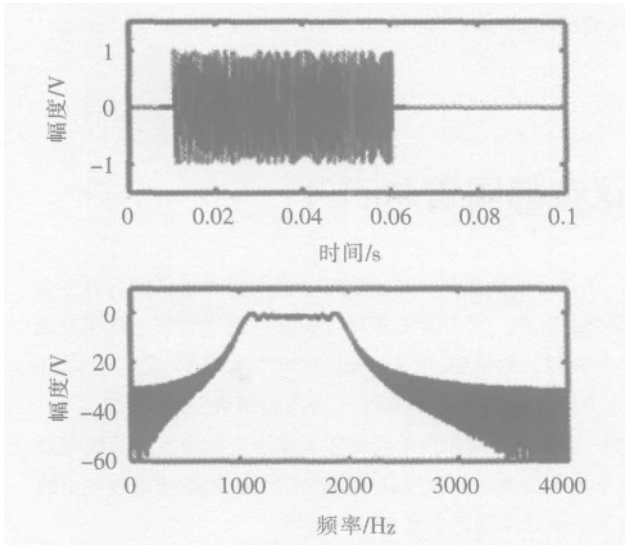


图 6 信号的时域波形和频谱((a)信号波形(b)频谱)
Fig.6 Waveform and its spectrum of the signal
((a) waveform, (b) its spectrum)

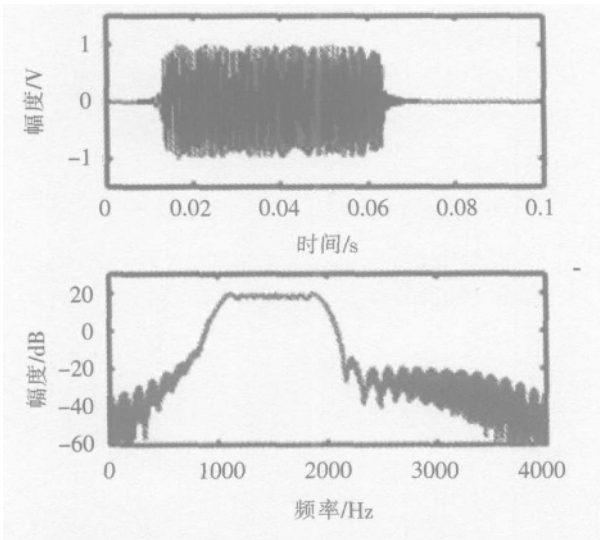


图 7 波束输出的时域波形和频谱((a)信号波形(b)频谱)
Fig.7 Waveform and its spectrum of the beam output
((a) waveform, (b) its spectrum)

频谱如图 6 所示。设信号从 10° 方向入射, 即偏离波束指向方向 10°; 但仍在设计所得恒定束宽波束的主瓣区域内, 波束输出的时域波形和频谱如图 7 所示。由图 7 可知, 当宽带信号从非波束方向入射时, 波束输出不存在失真。

7 结 语

本文首先通过半定规划方法设计少量频率点上的恒定束宽加权, 然后设计 FIR 滤波器拟合这些离散频率点上的恒定束宽加权所表示的幅相加权, 从而完成了时域恒定束宽波束形成器的设计。仿真实验表明, 此方法可以近似地在全设计频段使波束满足束宽恒定和低旁瓣的要求。此方法可以对阵元具有指向性的任意阵列进行设计。

参 考 文 献

[1] Krulik J, Swingler D N. Focused wide-band array processing by spatial resample[J]. IEEE Trans. on Acoust., Speech, Signal Processing, 1990, 38(2): 350-356.

[2] 李贵斌. 声呐基阵设计原理[M]. 北京: 海洋出版社, 1993. LI Guibin. The Principle of SONAR Array Design[M]. Beijing: Haiyang Publishing House, 1993.

[3] 智婉君, 李志舜. 空间重采样法恒定波束宽度形成器设计[J]. 信号处理, 1998, 14(增刊): 1-5. ZHI Wanjun, LI Zhishun. Design wideband constant beamwidth beamformer by spatial resample method[J]. Signal Porcessing, 1998, 14(suppl.): 1-5.

[4] 杨益新, 孙超. 任意结构阵列恒定束宽波束形成新方法[J]. 声学学报, 2003, 28(3): 283-287. YANG Yixin, SUN Chao. A new method of broadband constant beamwidth beamforming for arbitrary geometry arrays[J]. Acta Acoustica, 2003, 28(3): 283-287.

[5] 张保嵩, 马远良. 宽带恒定束宽波束形成器的设计与实现[J]. 应用声学, 1999, 18(5): 29-33. ZHANG Baosong, MA Yuanliang. Beamformer for broadband constant beamwidth through FIR and DSP implementation[J]. Applied Acousitc, 1999, 18(5): 29-33.

[6] 朱维杰, 孙进才, 曾向阳. 宽度波束形成器的自适应综合[J]. 声学学报, 2001, 26(1): 55-58. ZHU Weijie, SUN Jincal, ZENG Xiangyang. Adap-tive synthesis method for broadband array with frequency invariant beam pattern[J]. Acta Acoustica, 2001, 26(1): 55-58.

[7] 李启虎. 声呐信号处理引论(第二版)[M]. 北京: 海洋出版社, 2000.

LI Qihu. The Theory of SONAR Signal Processing (Second Edition)[M]. Beijin: Haiyang Publishing House, 2000.

[8] Vandenberghe L, Balakrishnan V. Algorithms and software for LMI problems in control[J]. IEEE Control System Magazine, 1997, 17(5): 89-95.

[9] Vandenberghe L, Boyd S. Semidefinite programmig[J]. SIAM Rev, 1996, 38(1): 49-95.

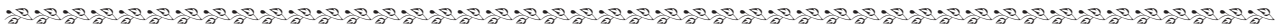
[10] Gahinet P, Nemirovskii A, Laub A, Chilali M. The

LMI Control Toolbox[M]. Norwell, MA: The MathWorks, 1995.

[11] Lang M C. Constrained Least Square Design of FIR Filters with Arbitrary Magnitude and Phase Responses. [J]. IEEE Internal Symposium on Circuits and System, 1997, 2264-2267.

[12] 杨益新, 孙超. 一种改进的 FIR 数字滤波器自适应设计方法. [J] 西北工业大学学报, 2002, 20(4): 554-558.

YANG Yixin, SUN Chao. On adaptively obtaining optimum cost functions in designing FIR digital filters[J]. Xibei Gongye Daxue Xuebao, 2002, 20(4): 554-558.



简 讯

第九届西太平洋声学会议在韩国首尔召开

第九届西太平洋声学会议(WESPAC IX)于 2006 年 6 月 26~28 日在韩国首都首尔召开, 来自 37 个国家和地区的六百多名学者参加了这次学术会议, 显示了 WESPAC 在国际上的影响力不断增强的趋势。共有 496 篇学术论文在本次会议上作了交流(其中会议宣读 374 篇, 海报交流 122 篇), 会议分为针对产品的论题、与人相关的论题、语言通讯、水声学、物理学、建筑声学、环境声学和航空声学八大论题 64 个分组会议, 以及 3 个大会报告和 9 个主题报告, 介绍了科研工作者的最新研究成果。

这次会议的突出特点除了参加会议的人数和国家为历届最多以外, 也是海外国际声学会议中参加会议的华人人数比例最高的一次, 其中来自大陆近 60 人, 香港地区 9 个和台湾地区 8 人。南京大学的龚秀芬教授被邀请作了题为“医学诊断超声中的非线性与物理声学”的主题报告。在 64 个分组会议中有 10 个分组会议由来自大陆的学者主持。

本次会议宣布, 第十届西太平洋声学会议(WESPAC X)将于 2009 年 9 月在北京召开, 会议组委会主席田静教授同时向与会者介绍了下届会议的安排, 并热忱邀请各国学者参加第十届西太平洋声学会议以及 2008 年在上海召开的国际噪声控制学术会议(Inter-noise 2008)。

同济大学声学所 毛东兴