第33卷 第5期
2014年9月

应用声学
Journal of Applied Acoustics

Vol. 33, No. 5
Sept., 2014

·研究报告·

基于嵌套阵的宽频带恒定束宽快速处理算法

陈守虎[1] 赵连军[2†] 安 琳[3] 肖 迪[1] 吴国清[1]

(1 中国科学院水声环境特性重点实验室 北京 100190)
(2 山东理工大学 计算机科学与技术学院 淄博 255049)
(3 山东理工大学 农业工程与食品科学学院 淄博 255049)

摘要 针对宽频带阵列信号处理中的恒定束宽波束形成问题,本文首先分析了几种常见的实现方法,然后重点介绍了基于嵌套阵的组合滤波算法,并指出该算法在多倍频程实时处理应用中面临计算资源不足的限制。本文的重点是在分析原有算法的基础上,对基于嵌套阵的组合滤波算法提出了一系列的改进,改进后的算法在保证精度的前提下,对七倍频程嵌套阵信号的处理时间缩短为原型算法的3.25%。经过试验验证,其处理速度、处理精度以及波束恒定效果都满足设计和使用要求。

关键词 宽带恒定束宽波束形成器,嵌套阵,快速处理算法
中图分类号:TN911.72 **文献标识码**:A **文章编号**:1000-310X(2014)05-0377-08
DOI:10.11684/j.issn.1000-310X.2014.05.001

Fast algorithm on constant beamwidth beamformer for nested array over a wide bandwidth

CHEN Shouhu[1] ZHAO Lianjun[2†] AN Lin[3] XIAO Di[1] WU Guoqing[1]

(1 *Key Laboratory of Underwater Acoustic Environment, Institute of Acoustics, Chinese Academy of Sciences, Beijing* 100190, *China*)
(2 *College of Computer Science and Technology, Shandong University of Technology, Zibo* 255049, *China*)
(3 *School of Agricultural and Food Engineering Technology, Shandong University of Technology, Zibo* 255049, *China*)

Abstract Harmonic nesting is one of the classic approaches to receive signals with constant beamwidth over a wide bandwidth. Sometimes, the application of harmonic nesting is limited because of its intensive computation from complicated filtering. An improved algorithm on its filtering is introduced in this paper. It cuts down the computation to about 3.25% of the original algorithm when it is used on a nested array covering 7 octaves. An experiment which proves the efficiency, precision and the constant beamwidth effect of the fast algorithm is also Presented.

Key words Constant beamwidth beamformer, Nested array, Fast algorithm

2013-11-05 收稿;2014-02-13 定稿

作者简介:陈守虎(1977-),男,山东淄博人,副研究员,研究方向:声信号处理、声学测试测量等。
赵连军(1976-),男,副教授。
安琳(1979-),女,讲师。
肖迪(1980-),男,工程师。
吴国清(1942-),男,研究员,博士生导师。
†通讯作者 E-mail:lianjunzhao@163.com

1 引言

由于宽频带信号较窄频带信号携带了更多的信息,因此在雷达、声呐、语音辨识等信号处理领域,研究热点逐渐由窄频带向宽频带过渡。在阵列信号处理中,通过空间滤波可有效提高目标信源的信噪比。波束形成,就是一种最常见的空间处理算法。传统的波束形成基于窄带信号,阵列的空间采样频率(传感器间距)、空间采样范围(阵列分布尺度)以及空间指向性(波束图特征)都与信号频率直接相关。在接收体积元的宽带信号时,就可能出现因波束不恒定导致信号频谱失真的问题。为解决该问题,以适应向宽频带信号处理发展的趋势,提出了宽频带恒定束宽处理的要求。即在感兴趣的处理频带范围内,要求主波束宽度基本恒定,不随频率发生明显的变化。换言之,即要求波束形成在主瓣区域内对宽带入射信号的不同频率分量具有足够接近的空间响应,这对于准确反映体积元的宽带频谱特征具有重要的意义。

考察宽频带恒定束宽波束形成的算法,可以分为时域实现和频域实现两大类。频域方法是在傅里叶变换之后,将信号在频域上划分为若干个子频带,对不同的子频带使用窄带方法进行波束形成,最后将各子频带的波束输出相加,得到宽频带上的波束输出[1]。由于频域处理方法基于数据块,数据块的划分割裂了时域信号的连续性,因此不能给出连续保真的时域波形[2-3]。时域实现的思路则是设计合适的有限脉冲响应(FIR)滤波器组,通过合适的幅相加权求和,在宽频带上实现恒定束宽的波束形成。时域实现方法能够实时地输出结果,有效地保持原始宽带信号的时间波形,为后续信号处理提供实时且准确的数据。

进一步分析时域实现的不同方法,也有两种思路。第一种思路是把宽带信号划分为若干子频带,针对每个子频带的中心频率设计滤波器,这样可以保证在子频带的中心频率处波束恒定,其它频率处存在误差。若要减小误差,就需要将频带不断细分。从这种思路延伸,发展出对多频点设计波束与期望波束之间的误差进行最优化设计分析的问题[4-7]。第二种思路,是对不同的子频带使用不同孔径的嵌套阵列接收,每个子频带上都分别进行恒定束宽的控制,最后合成各个子频带从而实现整个宽带上波束的恒定。这种算法实现比较复杂,阵列结构也相对复杂,但其控制精度较好,物理意义明确,比较适合测量和辨识类应用[8-11]。

严格来说,基于嵌套阵列的算法只在其对应的一系列离散频率处具有完全恒定的波束图结构,对于这些离散频率之间的频带,可以使用具有一定频幅特性的滤波器进行组合处理,以获取在整个频带上波束基本恒定的处理结果[12-14]。这种嵌套阵组合滤波算法的最大问题在于需要使用复杂的滤波器组,因此计算量非常可观。本文介绍的快速处理算法正是为解决该算法的计算量问题发展而来。下面首先介绍一下此类嵌套阵组合滤波算法的基本理论。

2 基于嵌套阵的宽频带恒定束宽基本处理算法

图 1 给出了一个倍频程内嵌套阵恒定束宽波束形成的示意图,其中短子阵(以 9 个阵元为例)的阵元标记为[A-4, …, A-1, A0, A1, …, A4],间距为 d,长子阵的阵元标记为[B-4, …,B-1,B0,B1, …,B4],间距为 $2d$。从图中可以看到,有些阵元是共用的,例如 B0 和 A0 阵元、B2 与 A4 阵元等,这样实际阵元数为 13。

对于图 1 所示的嵌套阵,子阵(正横方向上接收)的方向性函数为

$$D(\theta,f)=\frac{1+2\sum_{n=1}^{N}b_n\cos(nkd_j\cos\theta)}{1+2\sum_{n=1}^{N}b_n}=\frac{1+2\sum_{n=1}^{N}b_n\cos(n2\pi fd_j\cos\theta/c_0)}{1+2\sum_{n=1}^{N}b_n},\quad(1)$$

其中 c_0 是参考声速,b_n 为阵元加权值,对于短子阵 $d_j=d$,对于长子阵 $d_j=2d$,并且这里有 $N=4$。按照“半波长间距”的要求,两个子阵波束形成的设计中心频率相差一倍。可以看到,对于给定子阵的方向性函数是频率的函数,不同的频率波束形成输出不同,主瓣和旁瓣特性也有所变化,当显著偏离设计中心频率时还会出现副主瓣。记长子阵补偿滤波器(低通)的传输函数为 $R_1(f)$,对应的方向性为 $D_1(\theta,f)$;短子阵补偿滤波器(高通)的传输函数为

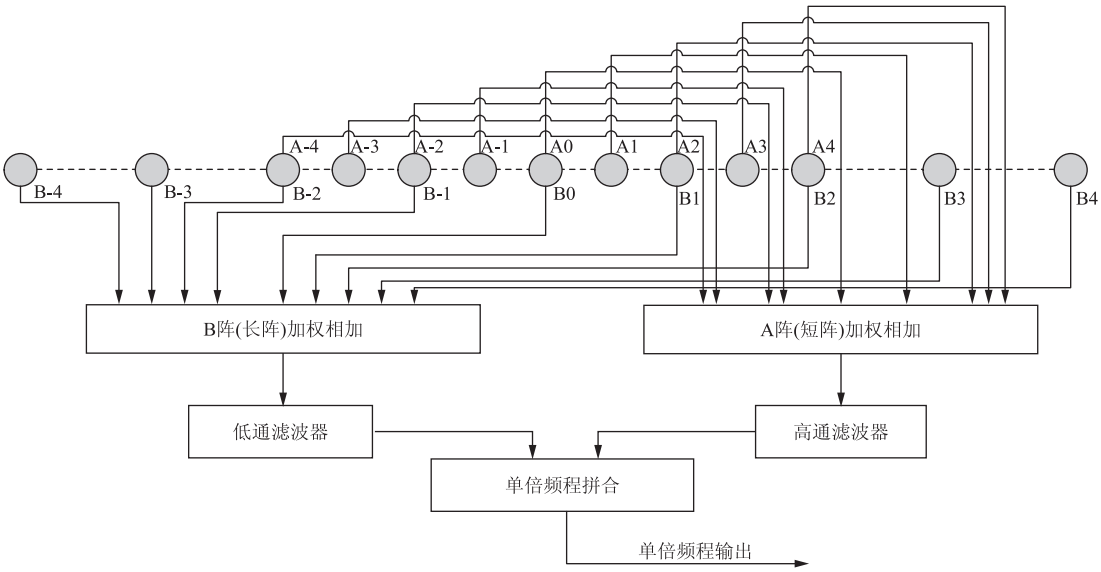

图 1　一个倍频程带宽内的恒定束宽波束形成

Fig. 1　Constant beamwidth beamformer over an octave

$R_2(f)$，对应的方向性为 $D_2(\theta,f)$。这样两个补偿滤波器之后的输出相加得到整个的方向性为

$$D(\theta,f) = R_1(f)D_1(\theta,f) + R_2(f)D_2(\theta,f). \tag{2}$$

补偿滤波器的设计和选取可以有不同准则，目的都是保证频带内的合成指向性。图 2 给出的则是两个子阵的补偿滤波器传输函数以及叠加合成后的传输函数。从图中可以看到，在 2.15 kHz 至 4.3 kHz 的频带范围内，主瓣宽度基本恒定（见图 2 中最上端曲线）。

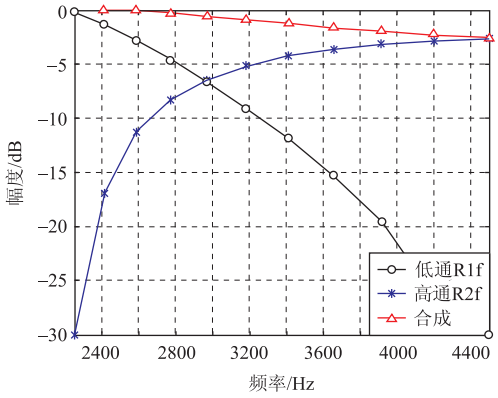

图 2　长短阵补偿滤波器的传输函数及合成后的传输函数

Fig. 2　Filter transfer function of long sub-array, short sub-array and the synthesized octave

对于 M 个倍频程的频带宽度，可以用 $M+1$ 个嵌套阵组合实现其恒定束宽处理效果。其中每个倍频程的形成原理同上，通过低、高通滤波器补偿和相加后的信号再经过带通滤波器，第 m 个带通滤波器只允许第 m 个倍频程频段内的信号通过，然后把 M 个带通滤波器输出信号相加，则为整个频段范围内的基阵恒定束宽波束形成输出信号。

如上所述，若要在多个倍频程的宽频带上实现恒定束宽的波束形成，算法比较复杂，计算量颇大。在工程实现中，阵列信号处理是在模拟信号数字化之后，需要使用数字滤波器。如果直接使用无限冲击响应（IIR）滤波器，虽然有设计简单、滤波器阶数低、计算速度快的优势，但是在通带内相位不能保持线性，因此会导致滤波后的信号失真。所以，必须选用具有线性相位特性的有限冲击响应（FIR）滤波器[15]。为了达到同样的滤波效果，FIR 滤波器的阶数会高出很多，这可能会导致实时处理系统的计算资源不足。

3　基于嵌套阵的宽频带恒定束宽快速处理算法

宽带恒定束宽处理的核心是滤波器算法，其计算量大小也是由各种滤波器算法的效率所决定的。下面就从滤波器算法的角度审视一下多倍频程恒定束宽处理算法。以 J. Lardies 和 J. P. Guilhot 提出的嵌套阵组合滤波算法为例[13]，考虑 7 个倍频程（8 个子阵）的处理实例，可以表示为图 3。

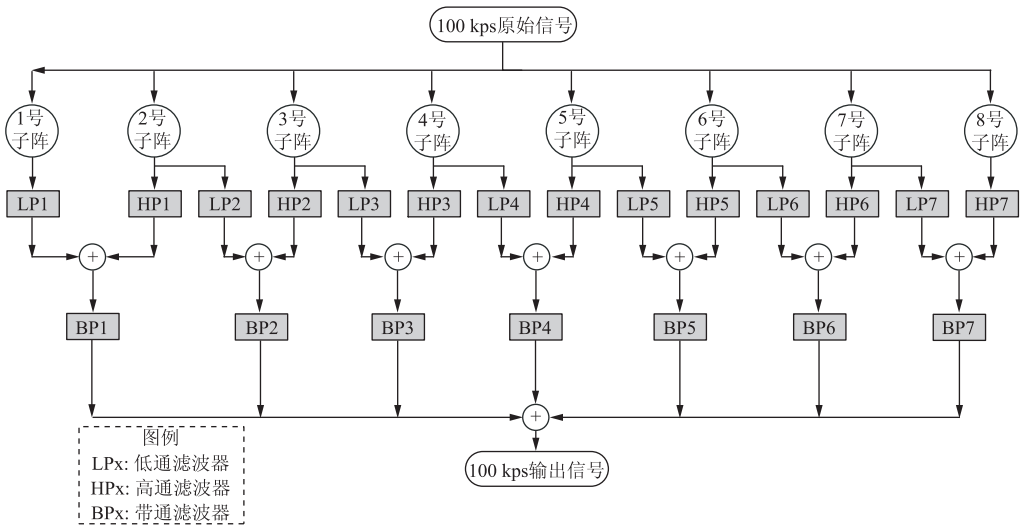

图 3 J. Lardies 和 J. P. Guilhot 提出的嵌套阵组合滤波算法结构

Fig. 3 Filtering algorithm of a nested array by J. Lardies and J. P. Guilhot

直接将这个算法原理用数字算法实现,在较低频率的倍频程上需要使用阶数极高的 FIR 滤波器才能实现。以带通滤波器为例,相对于信号带宽来说,在越低的倍频程上,通带的宽度相对越窄,要在越来越窄的通带上保证良好的滤波效果,就必须要使用高阶的滤波器,其计算量是呈几何级数增长。研究者总结出一些关于滤波器阶数的经验公式[16],以 FIR 低通滤波器设计为例,对于通带较宽的滤波器,阶数估计公式为

$$N \approx \frac{-20\lg(\delta_p) + 5.94}{27(\omega_s - \omega_p)/2\pi}, \tag{3}$$

对于通带适中的滤波器,阶数估计公式为

$$N \approx \frac{-20\lg(\sqrt{\delta_p\delta_s}) - 13}{14.6(\omega_s - \omega_p)/2\pi}, \tag{4}$$

对于通带较窄的滤波器,阶数估计公式为

$$N \approx \frac{-20\lg(\delta_s) + 0.22}{(\omega_s - \omega_p)/2\pi}, \tag{5}$$

上述各式中,ω_s:阻带截止频率;ω_p:通带截止频率;δ_s:阻带纹波;δ_p:通带纹波。

随着倍频程降低,$(\omega_s - \omega_p)$会呈几何级数减小,从而滤波器阶数会呈几何级数增加。计算机模拟试验表明,为了达到滤波器所需的精度要求,上述 8 子阵中最低倍频程需要的滤波器阶数要在 4000 阶以上,这样的运算量不适用于工程实用。而且,直接将这个算法原理用数字算法实现,各倍频程的滤波器系数不同,需要对每一个倍频程进行滤波器设计,尤其考虑到在频带衔接处需要进行的处理,这也是一个不小的工作量。

为了解决上述问题,可以对低频段子阵信号进行降采样处理[14],如图 4 所示。通过对不同频带的子阵信号进行相应的等比例降采样,可以保证不同频带滤波器上相对的频点位置和通带宽度不变,从而使得所有频带都可以使用相同的、较低阶数的数字滤波器进行处理。这既降低了运算量,又简化了滤波器的设计。

经过上述降采样处理的算法仍然有可以改进的空间。由框图 4 可见,在经过降采样处理后,高通、低通和带通滤波器的运算量大大下降,但是算法中频繁使用高倍率的降采样和升采样处理,升降采样转而成为主要的运算量所在。无论是降采样还是升采样,其算法的核心都是低通滤波器,低通滤波器的系数会随着升降采样的倍率线性增长,这会导致在低频段仍然面临很大的运算量,尤其在计算资源有限又有实时性处理需求的应用中,有必要研究更加高效的处理算法。为此,对算法进行改进如图 5 所示,用 2 阶升降采样级联的方式替代图 4 中的高倍率直接升降采样。以降 64 倍采样的抗镜像低通滤波器为例,原来需要 1280 阶滤波器实现,其乘法计算量是 $1280 \times fs$,改用 6 阶降 2 倍的 40 阶低通滤波器可以实现相近的滤波品质,但其总乘法计算量下降为

$$40 \times \left(1 + \frac{1}{2} + \frac{1}{4} + \frac{1}{8} + \frac{1}{16} + \frac{1}{32}\right) \times fs = 78.75 \times fs, \tag{6}$$

可见，算法改进后，耗时最多的乘法计算量下降了一个数量级以上。可以证明，2 倍升降采样级联的方式是最优的级联方式，具体证明见文后附录。

图 5 所示的算法结构仍然有优化的空间，借鉴

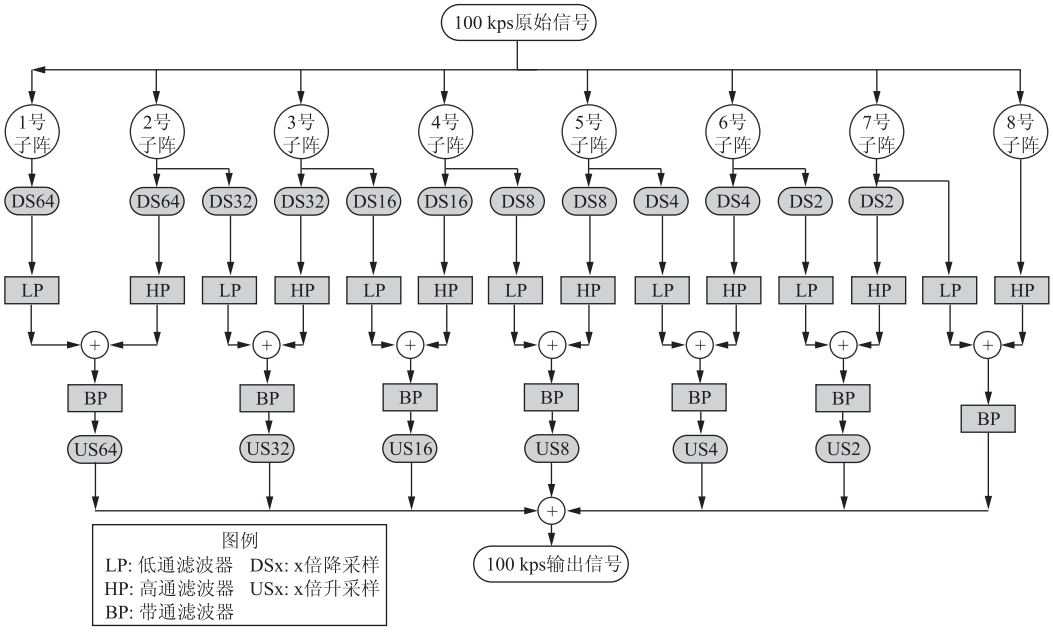

图 4　低频子阵降采样的算法结构

Fig. 4　Downsampling algorithm over lower frequency sub-arrays

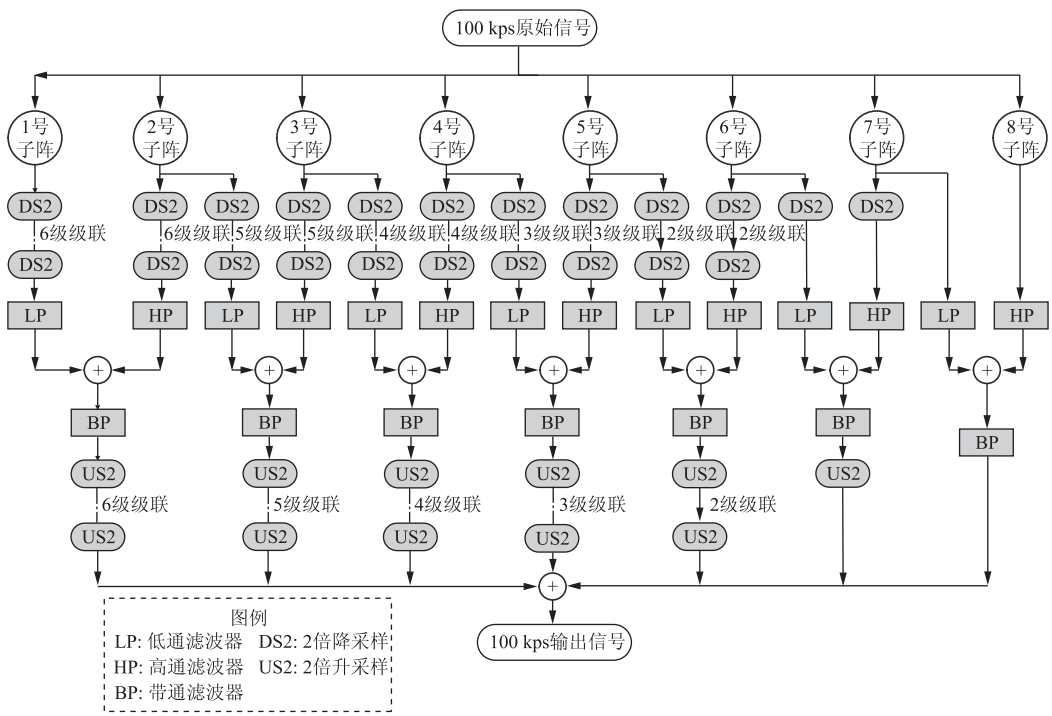

图 5　级联降采样的算法结构

Fig. 5　Cascaded downsampling algorithm over lower frequency sub-arrays

多抽样率数字信号处理中的树形算法结构,可以进一步降低运算量[15]。低频段信号经过带通滤波之后,可以不直接进行多级的 2 倍升采样,在仅经过一级 2 倍升采样之后,就可以将信号加入相邻的高频段,两个倍频程合并后的信号经过一级 2 倍升采样之后,再加入下一个倍频程,如此递进,如图 6 所示。经计算,优化后的算法结构可以将升采样的运算量减少到图 5 的 19.7%。

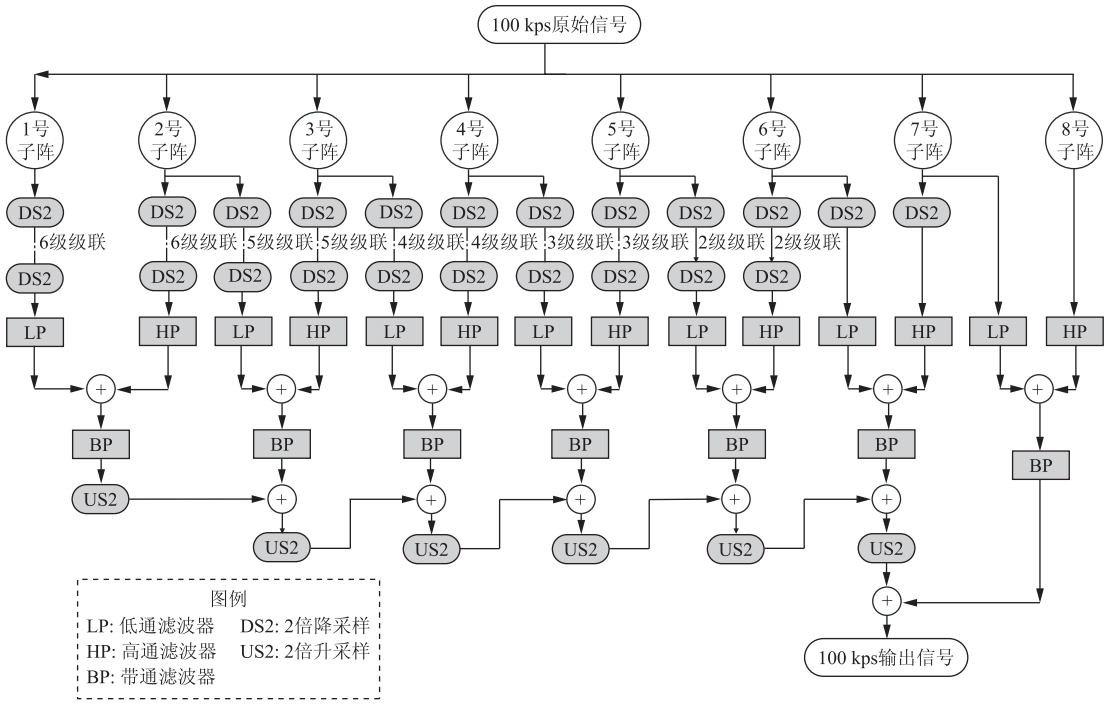

图 6 进一步优化的级联降采样算法结构

Fig. 6 Improved cascaded downsampling algorithm over lower frequency sub-arrays

除了上述改进之外,还可以通过对低通滤波器系数的合理取舍、波束形成延时精度的合理平衡进一步降低处理程序的运算量。模拟计算表明,在 PC 机(AMD Athlon64 2.6 GHz, DDR2 内存)上运行上述 7 倍频程算例的原理算法验证程序,其运算时间约是信号自身长度的 30 倍,远远不能满足实时处理的需求。同等条件下,经上述各项改进后的快速处理算法,运算时间是信号时间的 0.975 倍。也就是说,运算时间缩短为最初版本的 3.25%,可以在通用 PC 机上实时实现跨越 7 个倍频程的宽带恒定束宽波束形成处理。

近年来,由于受限于微电子加工工艺,摩尔定律也遇到了其发展瓶颈,单处理器运算能力提升的速度明显降低,多处理器体系结构日益普及。由于上述快速算法是基于多倍频程的并行算法,因此可以很好地利用多处理器体系的并行运算能力。如果要进一步提高运算速度,并行计算将是一个比较有希望方向。

4 基于嵌套阵的宽频带恒定束宽快速处理算法的水池验证

为了检验上述快速处理算法的有效性和处理精度,在中国科学院声学研究所消声水池进行了试验检验。由于该消声水池的频率下限是 4 kHz,而且水池深度有限,因此在水池仅对阵列的中高频段进行了试验验证。

(1)试验安排和步骤

水池试验安排如图 7 所示,试验中发射换能器固定,依次发射不同频段的 1/3 倍频程信号。阵列接收信号,进行数据处理时,让波束在垂直平面内扫描,以测试其主波束的恒定束宽性能。

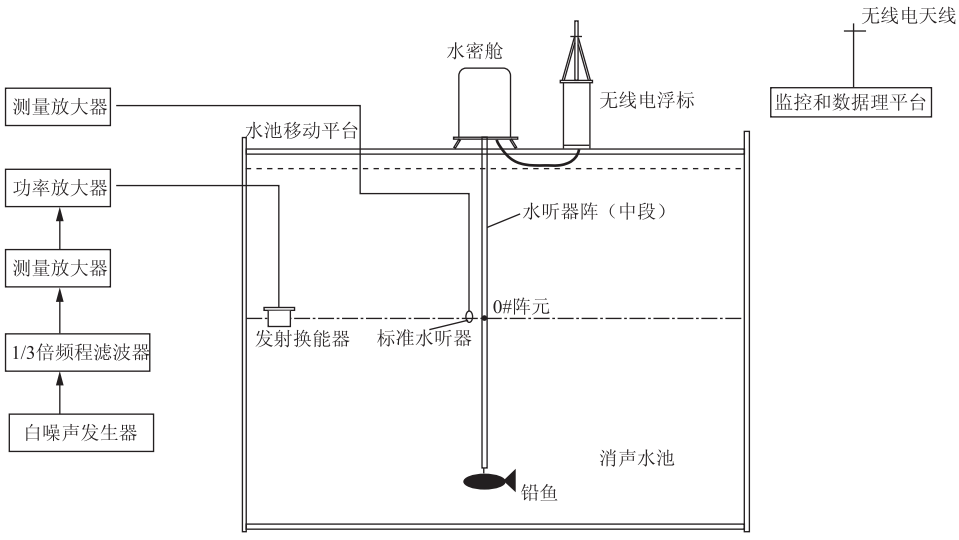

图 7　消声水池测试示意图

Fig. 7　Test in anechoic tank

(2)数据处理

整条嵌套阵列由八条子阵构成,各子阵参数如表 1 所示。应该说明的是,由于传感器物理尺寸的限制,第八条子阵的阵元间距未能达到小于半波长的理论要求,这虽然会在较大角度上引入栅瓣,但并不会影响小角度上的主瓣特征。

表 1　嵌套阵列各子阵参数

Table 1　Parameters of sub-arrays in the nested array

子阵序号	1	2	3	4	5	6	7	8
中心频率点(kHz)	0.23	0.45	0.9	1.8	3.6	7.2	14.4	28.8
波长(cm)	666.7	333.3	166.7	83.3	41.7	20.8	10.4	5.2
阵元间隔(cm)	307.2	153.6	76.8	38.4	19.2	9.6	4.8	4.8
子阵长(m)	49.15	24.58	12.29	6.14	3.07	1.54	0.77	0.38

由于消声水池的工作频段限制,实际处理了第 5、6、7 个倍频程上的信号,具体来说有 4.5 kHz、6.0 kHz、7.0 kHz、10.0 kHz、15.0 kHz 信号,以及第七倍频程向高频扩展频段的 30 kHz 信号。通过调整主波束的方向,检验各频率信号在波束形成算法中的性能,各个频率信号的主波束表现如图 8 所示。显然,经过处理后的各频率信号,在这三个倍频程上实现了宽频带恒定束宽,主波束的宽度也与设计一致。从前文对快速算法的论述可见,经过降升采样的处理后,不同频段的处理算法完全同构,因此高频段的试验结论可以合理推广到频率更低的频段。

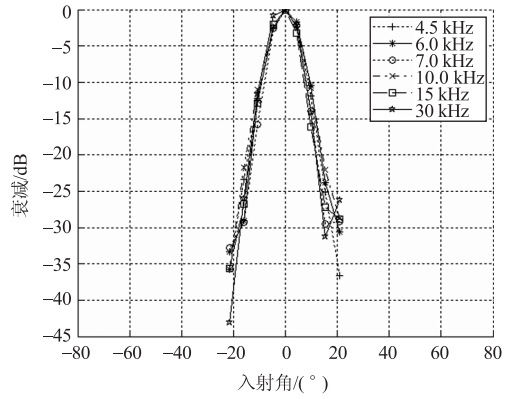

图 8　消声水池中垂直阵高频段恒定束宽的测量结果

Fig. 8　Measured beams of some higher frequencies in anechoic bank

5　结论

与原型算法相比,本文提出的基于嵌套阵的宽频带恒定束宽快速处理算法,通过采用 2 倍级联的降升采样,以及结合树形算法等改进措施,显著降低了运算量,并且将各倍频程信号统一为使用相同的滤波组进行处理。分析和实验表明,快速算法对七倍频程嵌套阵信号的处理时间缩短为原型算法的 3.25%。最后经过水池试验验证,其处理速度、处理精度以及波束恒定效果都令人满意。

参 考 文 献

[1] VAN VEEN B D, BUCKLEY K M. Beamforming: A versatile approach to spatial filtering[J]. IEEE ASSP Mag., 1988, 5(2): 4-24.

[2] LIU C, SIDEMAN S. Digital frequency-domain implementation of optimum broadband arrays[J]. J. Acoust. Soc. Am., 1995, 98(1): 241.

[3] 唐建生, 孙超. 时域宽带恒定束宽波束形成器的优化设计[J]. 信号处理, 2006, 22(6): 805-809.
TANG Jiansheng, SUN Chao. Optimum design on time domain broadband beamformer with constant beamwidth[J]. Signal Processing, 2006, 22(6): 805-809.

[4] 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 throught FIR and DSP implementation[J]. J. Applied Acoustics, 1999, 18(5): 29-33.

[5] 杨益新, 孙超, 马远良. 宽带低旁瓣时域波束形成[J]. 声学学报, 2003, 28(4): 331.
YANG Yixin, SUN Chao, MA Yuanliang. Broadband low-side-lobe beamforming in time domain[J]. Acta Acustica, 2003, 28(4): 331.

[6] NORDEBO S. Weighted chebyshev approximation for the design of broadband beamformers using quadratic programming[J]. IEEE Signal Proceeding Letter, 1994, 1(7): 103.

[7] KAJALA M, HAMALAINEN M. Broadband beamforming optimization for speech enhancement in noisy environments[C]. IEEE Workshop on Application of Signal Processing to Audio and Acoustics, 1999: 19-22.

[8] PRIZ F. Design of a wideband, constant beamwidth array microphone for use in the near field[J]. Bell Syst. Tech. J., 1979, 58(8): 1839-1850.

[9] KELLERMAN W. A self-steering digital microphone array[C]. Acoust. Speech Signal Process., 1991, 5: 3581-3584.

[10] FLANAGAN J L, BERKELEY D A, ELKO G W, et al. Autodirective microphone systems[J]. Acustica, 1991, 73: 58-71.

[11] GRENIER Y. A microphone array for car environments[C]. Acoust. Speech Signal Process., 1993, 1: 305-308.

[12] SMITH R. Constant beamwidth receiving arrays for broad band sonar systems[J]. Acustica, 1970, 23(1): 21-26.

[13] LARDIES J, GUILHOT J P. Acoustic ring array with constant beamwidth over a very wide frequency range[J]. Acoust. Lett., 1989, 13(5): 77-81.

[14] 方华, 吴国清, 马力. 线列阵甚宽频带恒定束宽的数字实现方法[J]. 应用声学, 2006, 25(4): 222-228.
FANG Hua, WU Guoqing, MA Li. Digital implementation of constant beamwidth for line array over a very wide frequency range[J]. J. Applied Acoustics, 2006, 25(4): 222-228.

[15] 陶然, 张慧云 王越. 多抽样率数字信号处理理论及其应用[M]. 北京:清华大学出版社, 2007: 104.

[16] 江铭炎. 第七章《数字滤波器的设计》[G]//《数字滤波器的设计》课程讲义. 山东: 山东大学信息科学与工程学院, 2010:11.

附录 A 关于升降采样滤波器最佳升降采样步长的证明

假设,

待处理数据点数:DL

降采样目标倍数:$DS \geqslant 2$

降采样步长:$X \in [2, DS]$(小于 2 的分数倍降采样,要通过先升采样然后降采样实现,运算量更大,因此不予考虑。)

则为实现降采样目标倍数,需要使用降采样级数:$N = \lg_X^{DS}$。

由降采样中的抗混叠滤波器性质,知滤波器长度正比于降采样倍数,设正比例系数为 A,则使用 X 倍降采样需要 AX 阶滤波器。使用 N 级 X 倍降采样所需要进行的乘法运算量可以表示为

$$M = \sum_{n=1}^{N} [A \cdot X \cdot DL/(2^{n-1})]. \qquad (A1)$$

将 N 代入上式,可得 $M = A \cdot DL \cdot [2 - 2^{1-\ln DS/\ln X}]$ 乘法运算量对 X 求导数,

$$M' = A \cdot DL \cdot [2 - 2^{1-\ln DS/\ln X}(1 + \ln DS \cdot \ln 2 \cdot \ln^{-2} x)], \qquad (A2)$$

显然,$\underset{X \to DS}{M'} = A \cdot DL \cdot (1 - \ln 2/\ln DS)$,即只要满足 $DS \geqslant 2$,则有 $\underset{X \to DS}{M'} \geqslant 0$. 乘法运算量对 X 求二阶导数,

$$M'' = -A \cdot DL \cdot 2^{1-\ln DS/\ln X} \cdot \ln 2 \cdot \ln DS \cdot X^{-1} \times \ln^{-2} X(1 + \ln DS \cdot \ln 2 \cdot \ln^{-2} X + 2\ln^{-1} X). \qquad (A3)$$

显然,即只要满足 $DS \geqslant 2$ 且 $X \geqslant 2$,则有 $M'' < 0$,也就是说 M' 在 $X \in [2, DS]$ 区间内是单调减函数,考虑已经证明的事实 $\underset{X \to DS}{M'} \geqslant 0$,则有,$M' \geqslant 0$ 在 $X \in [2, DS]$ 区间内成立。所以,选择 2 倍降采样级联的算法,可以取得最小的运算量。