

基于 Farrow 结构的恒定束宽时域波束形成器研究与实现

周天^{1,2}, 张秉致³, 杜伟东^{1,2}, 彭东东¹

(1. 哈尔滨工程大学 水声技术重点实验室, 黑龙江 哈尔滨 150001;

2. 哈尔滨工程大学 水声工程学院, 黑龙江 哈尔滨 150001; 3. 南京船舶雷达研究所, 江苏 南京 210003)

摘要: 提出了一种基于 Farrow 结构的恒定束宽时域波束形成器, 主要包括实现整数倍采样间隔延迟的数字延时单元、基于 Farrow 结构的高精度分数延时单元以及保证恒定束宽的幅度加权单元; 理论分析了该波束形成器的原理, 特点和优势; 利用计算机仿真验证了该波束形成器的有效性和优越性; 在 C6748 DSP 平台上的移植实现展示了该恒定束宽波束形成器的实现效率及实用性。

关键词: 恒定束宽; 波束形成器; Farrow 结构; DSP; 实现

中图分类号: TN911.7

文献标识码: A

文章编号: 1000-436X(2014)06-0092-08

Research and implementation of constant beamwidth time-domain beamformer based on Farrow structure

ZHOU Tian^{1,2}, ZHANG Bing-zhi³, DU Wei-dong^{1,2}, PENG Dong-dong¹

(1. Acoustic Science and Technology Laboratory, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China;

2. College of Underwater Acoustic Engineering, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China;

3. Nanjing Marine Radar Institute, Nanjing 210003, China)

Abstract: A new constant beamwidth time-domain beamformer based on Farrow structure filter was proposed, which consists of a digital delay unit to achieve time delay of integral times sampling interval, a high-precision fractional delay filter unit implemented by Farrow structure, and an amplitude weighing unit to ensure constant beamwidth. First, principles, features and advantages of the proposed beamformer was analyzed theoretically. Then its validity and superiority was proved via computer simulation. Finally, its good efficiency and practicability in realtime implementation was tested on C6748 DSP.

Key words: constant beamwidth; beamformer; Farrow structure; DSP; implementation

1 引言

恒定束宽波束形成器是宽带信号处理的研究热点, 广泛应用于各种军事和民用领域^[1~7], 其保证了基阵, 既可以形成一定的空间指向性, 又可以实现对宽带信号无失真的接收。从实现途径上来讲, 恒定束宽波束形成器分为频域和时域 2 种, 频域实现的原理是分频带加权块处理, 其优点是算法高效, 但不便于实现信号波形连续的实时输出; 时域实现的原理是基于特定频率响应的 FIR 滤波结

构, 其优点是可以实时输出连续的时域波形, 但对信号处理平台的实时运算能力要求较高, 需要高性能 DSP 等处理器平台。

现有的恒定束宽波束形成器的设计方法比较丰富, 如频域实现的空间采样法^[8]、窗函数法^[9]、Chebyshev 加权迭代法^[10]、Bessel 函数法^[11]、二阶锥规划法^[12]等, 时域实现的基于频域加权设计滤波器的方法^[13]、基于波束响应设计滤波器的方法^[14]等, 但是由于这些设计方法一般都需要借助计算机软件经过复杂运算对恒定束宽波束形成器系数进

收稿日期: 2013-04-15; 修回日期: 2014-01-15

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (41376103, 41327004); 中国高等学校博士点基金资助项目 (20112304130003)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (41376103, 41327004); The Ph.D. Programs Foundation of the Ministry of Education of China (20112304130003)

行求解,因此在工程应用中一般都需要将系数提前计算好并且存储起来,而当需要改变波束指向时还需要重新设计系数,这些设计方法实时性较差,导致灵活性低,不利于工程应用。

为了解决这一问题,本文提出了一种基于 Farrow 结构的恒定束宽波束形成器时域实现新方法,该方法可以根据波束指向调整需要实时改变恒定束宽波束形成器系数,具有很好的灵活性,便于工程应用。文中对该方法的技术原理进行了分析和推导,并利用计算机仿真对该方法的正确性进行验证,最后利用 C6748 DSP 平台对该方法进行了实时实现,对其灵活性和实时性进行了分析。

2 恒定束宽时域波束形成结构

恒定束宽时域波束形成器一般的设计思想是将宽带信号在频域的恒定束宽幅、相加权等效成 FIR 滤波器的幅频响应,然后通过滤波器设计方法求取 FIR 滤波器的系数。阵元在每个波束角度上都分别对应一个 FIR 滤波器,其具体结构如图 1 所示。

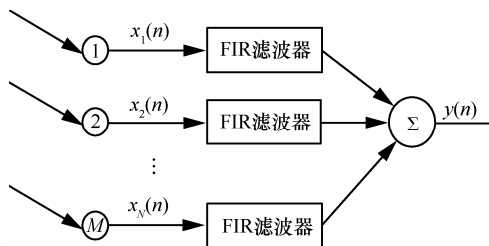


图1 时域恒定束宽波束形成结构

从图1可见,恒定束宽时域波束形成结构的重点是滤波器系数的求取。每一组 FIR 滤波器系数分别对应于某一阵元在某一波束扫描角度,当扫描角度改变之后,滤波器系数也需要重新改变。以 M 阵元的基阵为例,假设要扫描的波束角度数为 L ,则需要设计 $M \times L$ 个滤波器,假设滤波器的阶数为 N ,则总的滤波器系数个数为 $M \times L \times N$,这些滤波器的系数由波束角度与阵元方位确定,需要预先存储在系统中,不仅要求很大的存储空间,而且一旦波束角度改变,滤波器的系数也要重新设计。这降低了系统的实时性和灵活性。

本文提出的基于 Farrow 结构的恒定束宽时域波束形成器结构,其原理是利用相移和时延的等价性,将对应于每个阵元角度的滤波器转换为高精度时延滤波器和幅度加权滤波器的组合,其中的幅度加权滤波器不随着波束角变化,因此当需要扫描的

波束角度变化时,只需要实时计算高精度时延滤波器的滤波系数。而该时延滤波器可以基于 Farrow 结构高效实现,从而有效简化了恒定束宽时域波束形成器系数的计算。

3 基于 Farrow 结构的恒定束宽时域波束形成器

本文提出的基于 Farrow 结构的恒定束宽时域波束形成器结构如图2所示,它将宽带信号的幅度补偿和相位补偿分开处理,将相移补偿等价于时延补偿,把信号高精度时延补偿分成整数时延补偿和分数时延补偿,整数时延由数字延迟线处理,而分数时延则由分数时延滤波器来处理,再将经过时延补偿的信号通过幅度补偿滤波器,以实现恒定束宽波束形成的时域输出。

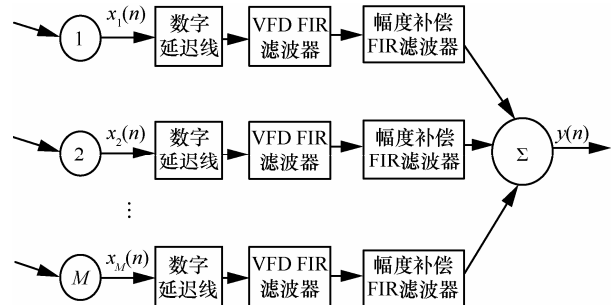


图2 基于 VFD 滤波器的时域恒定束宽波束形成结构

从图2中可见,每个波束角度上各通道对应的信号处理主要包括数字延迟线、可变分数时延滤波器以及幅度补偿滤波器3部分,和图1对比信号处理流程看似复杂,但是涉及的滤波器系数求取方法却便于实时实现,可实时调整波束扫描角度,灵活性强。图2中的数字延迟线可以容易地通过时域数字样本的平移实现,而后两者需要通过对应的设计方法。

3.1 基于 Farrow 结构的 VFD FIR 滤波器设计

分数时延滤波器分为固定分数时延滤波器 (FFD, fixed fractional delay) 和可变分数时延滤波器 (VFD, variable fractional delay)。固定分数时延滤波器根据不同的时延量,其系数随着时延量的变化而变化,一旦时延量改变,就需要重新计算和保存滤波器系数,特别当滤波器阶数较大时,运算量和存储量都较大。而可变分数时延滤波器可以很好地解决这一问题,其时延参数是变化可调的,可以为信号提供动态的分数时延补偿。

理想的 VFD FIR 滤波器的频率响应函数为

$$H_d(e^{j\omega}) = e^{-j(I+p)\omega}, |\omega| \leq \omega_p, -0.5 \leq p \leq 0.5 \quad (1)$$

其中, ω_p 为通带频率, I 为平均群时延, p 为分数时延。

传递函数定义为

$$H(z, p) = \sum_{n=0}^N h_n(p) z^{-n} \quad (2)$$

系数 $h_n(p)$ 可采用 p 的 M 多项式近似表示为

$$h_n(p) = \sum_{m=0}^M h(n, m) p^m \quad (3)$$

由此进一步推导

$$H(z, p) = \sum_{n=0}^N \sum_{m=0}^M h(n, m) p^m z^{-n} = \sum_{m=0}^M G_m(z) p^m \quad (4)$$

$G_m(z)$ 可看作一个子滤波器的传递函数

$$G_m(z) = \sum_{n=0}^N h(n, m) z^{-n}, 0 \leq m \leq M \quad (5)$$

由式(4)得出, 传递函数 $H(z, p)$ 可视为分数时延参量 p 对 M 个子滤波器加权相乘输出的和。这种由 $M+1$ 组 $N+1$ 阶 FIR 子滤波器以及 M 个分数时延乘法器组成的结构称作 Farrow 结构, 如图 3 所示。基于 Farrow 结构滤波器的一个非常明显的优点是分数时延参量 p 相对独立, 在时延改变的时候, 滤波器的系数 $h(n, m)$ 不需重新计算, 也不用存储大量的系数, 避免了由此引起复杂的硬件设计^[15], 非常适合采用现代处理器芯片实时实现^[16-18], 但目前鲜有文献涉及在 DSP 器件中实现基于 Farrow 结构的恒定束宽波束形成算法, 并结合具体 DSP 器件在硬件平台上实时实现且对其性能进行详细评估。

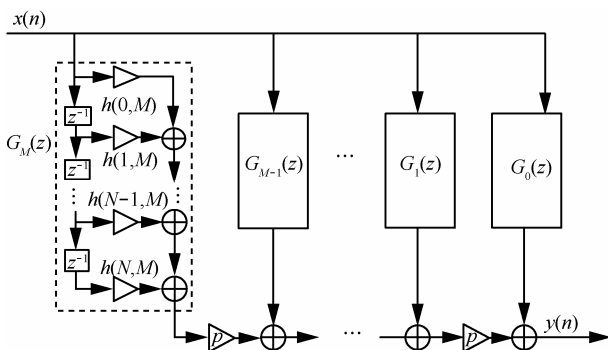


图 3 Farrow 滤波结构

式(4)可进一步表示为

$$\begin{aligned} H_d(\omega, p) &= e^{-jI\omega} (\cos(\omega p) - j \sin(\omega p)) \\ &= e^{-jI\omega} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{(-jp\omega)^m}{m!} \\ &\cong \sum_{m=0}^M \left(\frac{(-j\omega)^m}{m!} e^{-jI\omega} \right) p^m \end{aligned} \quad (6)$$

对比式(4)与式(6)不难发现

$$G_m(\omega) \cong \frac{(-j\omega)^m}{m!} e^{-jI\omega}, 0 \leq m \leq M \quad (7)$$

因此 $G_m(z)$ 的系数在 M 为偶数时对称, M 为奇数时反对称, 群时延 $I=N/2$ 。本文中, 设 N 为偶数, N 为奇数的情况可通过类似的方法扩展。注意第一个子滤波器 $G_0(z)$ 的频响近似为 $e^{-j(N/2)\omega}$, 故可推导出

$$h(n, 0) = \delta(n - (N/2)) \quad (8)$$

则式(4)的频响可写成

$$\begin{aligned} H(e^{j\omega}, p) &= e^{-j\frac{N}{2}\omega} \left[1 + \sum_{m=1}^{M_c} \sum_{n=0}^{N/2} a(n, m) p^{2m} \cos(n\omega) + \right. \\ &\quad \left. j \sum_{m=1}^{M_s} \sum_{n=1}^{N/2} b(n, m) p^{2m-1} \sin(n\omega) \right] \end{aligned} \quad (9)$$

式(9)中各项定义如下

$$\begin{cases} M_c = M_s = \frac{M}{2}, M \text{ 为偶数} \\ M_c + 1 = M_s = \frac{M+1}{2}, M \text{ 为奇数} \end{cases} \quad (10)$$

$$a(n, m) = \begin{cases} h\left(\frac{N}{2}, 2m\right), & n=0, 1 \leq m \leq M_c \\ 2h\left(\frac{N}{2} - n\right) = 2h\left(\frac{N}{2} + n, 2m\right), & 1 \leq n \leq \frac{N}{2}, 1 \leq m \leq M_c \end{cases} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} b(n, m) &= 2h\left(\frac{N}{2} - n, 2m-1\right) = -2h\left(\frac{N}{2} + n, 2m-1\right), \\ &1 \leq n \leq \frac{N}{2}, 1 \leq m \leq M_s \end{aligned} \quad (12)$$

再定义

$$\begin{cases} \mathbf{a} = \left[a(0,1), \dots, a\left(\frac{N}{2}, 1\right), \dots, a(0, M_c), \dots, a\left(\frac{N}{2}, M_c\right) \right]^T \\ \mathbf{b} = \left[b(1,1), \dots, b\left(\frac{N}{2}, 1\right), \dots, b(1, M_s), \dots, b\left(\frac{N}{2}, M_s\right) \right]^T \\ \mathbf{c}(\omega, p) = \left[p^2, \dots, p^2 \cos\left(\frac{N}{2}\omega\right), \dots, p^{2M_c}, \dots, p^{2M_c} \cos\left(\frac{N}{2}\omega\right) \right]^T \\ \mathbf{s}(\omega, p) = \left[p \sin(\omega), p \sin\left(\frac{N}{2}\omega\right), \dots, p^{2M_s-1} \sin(\omega), \dots, p^{2M_s-1} \sin\left(\frac{N}{2}\omega\right) \right]^T \end{cases} \quad (13)$$

则式(11)可写成

$$H(e^{j\omega}, p) = e^{-j\frac{N}{2}\omega} [1 + \mathbf{a}^T \mathbf{c}(\omega, p) + j \mathbf{b}^T \mathbf{s}(\omega, p)] \quad (14)$$

文献[18, 19]中根据平方误差最小设计标准, 给出向量 \mathbf{a} 、 \mathbf{b} 的求取公式如下

$$\mathbf{a} = -\frac{1}{2} \mathbf{Q}_a^{-1} \mathbf{r}_a \quad (15)$$

$$\mathbf{b} = -\frac{1}{2} \mathbf{Q}_b^{-1} \mathbf{r}_b \quad (16)$$

其中, \mathbf{Q}_a 、 \mathbf{Q}_b 、 \mathbf{r}_a 、 \mathbf{r}_b 定义如下

$$\begin{cases} \mathbf{Q}_a = \int_{-0.5}^{0.5} \int_0^{\omega_p} \mathbf{c}(\omega, p) \mathbf{c}^T(\omega, p) d\omega dp \\ \mathbf{Q}_b = \int_{-0.5}^{0.5} \int_0^{\omega_p} \mathbf{s}(\omega, p) \mathbf{s}^T(\omega, p) d\omega dp \end{cases} \quad (17)$$

$$\begin{cases} \mathbf{r}_a = -2 \int_{-0.5}^{0.5} \int_0^{\omega_p} (\cos(\omega p) - 1) \mathbf{c}(\omega, p) d\omega dp \\ \mathbf{r}_b = \int_{-0.5}^{0.5} \int_0^{\omega_p} \sin(\omega p) \mathbf{s}(\omega, p) d\omega dp \end{cases} \quad (18)$$

计算出向量 \mathbf{a} 、 \mathbf{b} 后, 根据式(11)、式(12)即可求出 $h(n, m)$ 的子滤波器系数矩阵, 然后将所需求的分数时延量 p 与之相乘, 便得到一组相应的 VFD FIR 滤波器系数。该 $h(n, m)$ 计算流程涉及的主要是向量运算, 适合 DSP 平台实现, 具有良好的实时性。在有些应用情况下为了追求更高的运算速度, 往往采用定点型处理器件来实现 Farrow 滤波器, 其运算精度会受到有限字长影响, 文献[20]对此进行了详细讨论。

3.2 恒定束宽加权系数计算

恒定束宽加权系数的求取方法很多, 其中本文采用的 Bessel 函数法可以设计任意阵型的加权系数, 其原理是将把阵列的空间响应以 Bessel 函数级数之和的形式表示, 同时采用高阶截断, 然后把各子带信号的阵列响应等价到参考频点上, 从而计算恒定束宽波束形成的加权系数。

考虑一个 N 元均匀列阵, 阵元各向同性, 接收远场平面波, 频率为 f_k 的子带信号的权值可表示为

$$w_{f_k}(\theta) = \mathbf{T}^H w_{f_0}(\theta) \quad (19)$$

其中, $\mathbf{T} = \mathbf{T}(f_0) \mathbf{T}^+(f_k) = \mathbf{T}(f_0) [\mathbf{T}^H(f_k) \mathbf{T}(f_k)]^{-1} \mathbf{T}^H(f_k)$, $w_{f_0}(\theta)$ 是参考子带的波束形成加权值, $\mathbf{T}(f)$ 为计算加权系数的 Bessel 函数矩阵, 表示如下

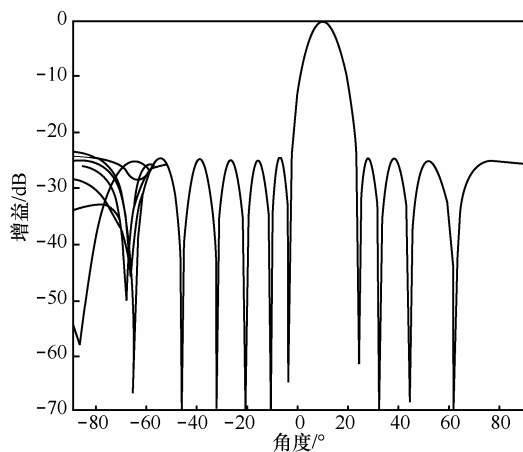
$$\mathbf{T}(f) = \begin{bmatrix} J_{-n_\varepsilon}\left(2\pi f \frac{(-N)d}{c}\right), & \dots, & J_0\left(2\pi f \frac{(-N)d}{c}\right), & \dots, & J_{n_\varepsilon}\left(2\pi f \frac{(-N)d}{c}\right) \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ J_{-n_\varepsilon}(0), & \dots, & J_0(0), & \dots, & J_{n_\varepsilon}(0) \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ J_{-n_\varepsilon}\left(2\pi f \frac{(N-1)d}{c}\right), & \dots, & J_0\left(2\pi f \frac{(N-1)d}{c}\right), & \dots, & J_{n_\varepsilon}\left(2\pi f \frac{(N-1)d}{c}\right) \end{bmatrix} \quad (20)$$

截断系数取 n_c ，为了避免出现 $T^H(f_k)$ 和 $T(f_k)$ 是奇异矩阵的情况，选择阵列中心位置的阵元作为参考阵元， $T(f)$ 长度为 $N(2n_c+1)$ 。

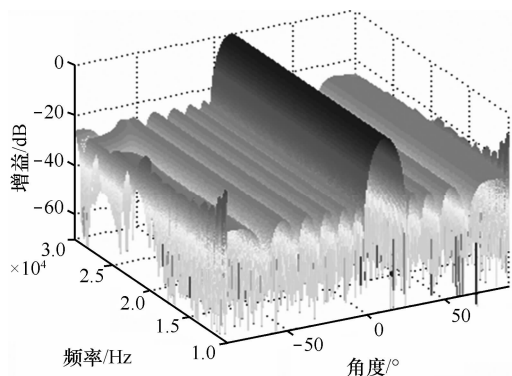
4 计算机仿真与实时实现

4.1 计算机仿真验证

考虑一个 32 元均匀线列阵，阵元各向同性，信号为 LFM 信号，方向为 10° ，信号中心频率为 $f_0 = 20$ kHz，带宽 $B = 20$ kHz，脉冲宽度为 $T = 10$ ms，采样率为 $f_s = 100$ kHz，目标信号阵元间距为最高频率信号波长的一半。为了验证 Bessel 函数法实现恒定束宽的有效性，先在 $[-90^\circ, 90^\circ]$ 的范围内对信号作频域恒定束宽波束形成。将信号作 FFT 划分子带之后，根据一个预设参考频点的加权系数，采用 Bessel 函数法计算出各子带信号所需的幅度加权系数，给参考频点的加权系数加一个 -25 dB 的 Chebyshev 窗，可以控制波束的旁瓣。对加权之后的子带信号再乘以相应的相位补偿，得到其频域恒定束宽波束响应图，如图 4 所示，不同频率的子带信号其波束主瓣宽度达到一致。



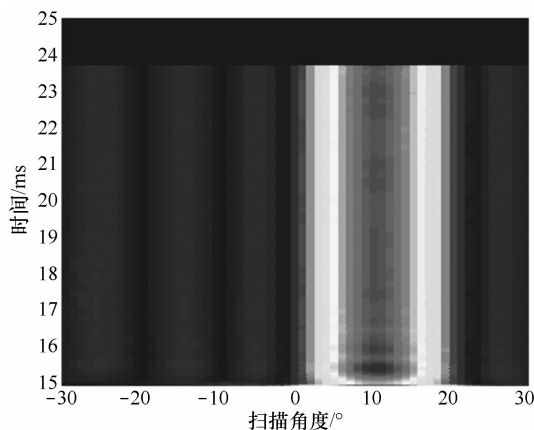
(a) 平面图



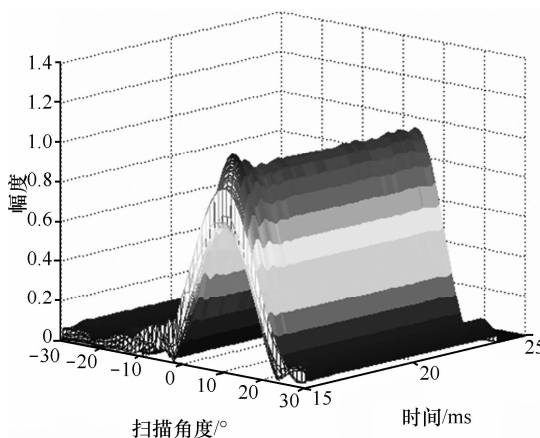
(b) 三维图

图 4 基于 Bessel 函数法的频域恒定束宽波束响应

采用图 2 结构对信号作时域恒定波束形成处理，波束扫描范围为 $[-30^\circ, 30^\circ]$ 。每隔 0.6° 扫描一个波束。根据 Bessel 函数法求得的幅度补偿加权系数，采用切比雪夫逼近法设计幅度补偿 FIR 滤波器，阶数为 128 阶。Farrow 结构的分数时延滤波器阶数取 32 阶，得到的输出结果如图 5 所示。



(a) 三维俯视图

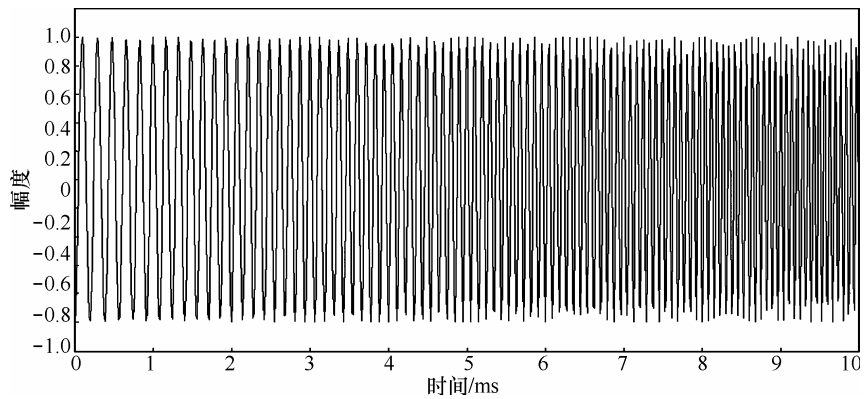


(b) 三维平视图

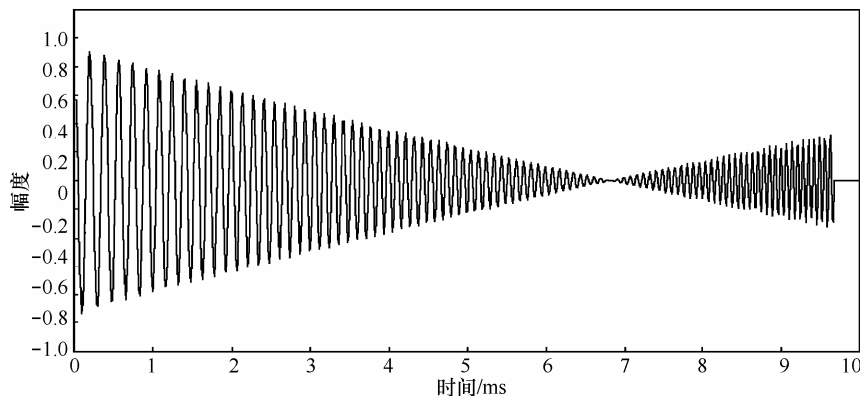
图 5 本文算法处理得到的扫描波束

对于 LFM 信号，时间的变化也可视作信号频率的变化。由图 5 可以发现，在目标信号方向，信号响应最大，即波束指向准确，同时从图 5(a) 的三维俯视图可以看出不同频率的波束宽度是一致的，即束宽恒定。

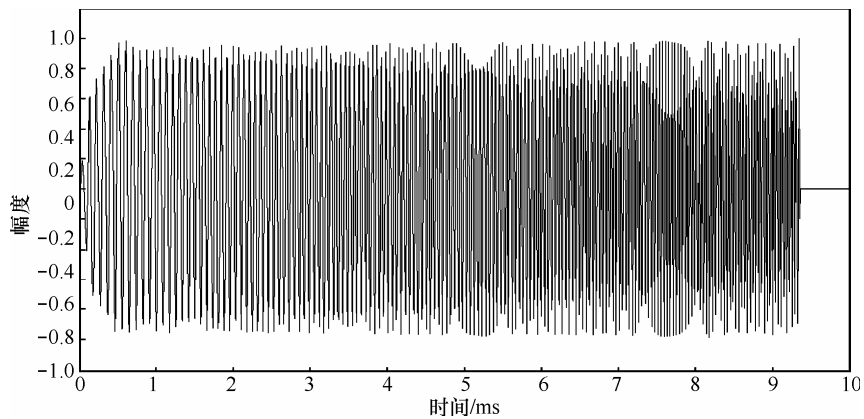
图 6 为利用图 2 结构处理偏离目标方向 5° 的回波得到的输出结果与经典时延波束形成输出、理想的波束输出对比，可以发现经典时延波束形成输出的信号发生了频率畸变，而本文采用算法有效改善了这种情况，无失真地输出了信号波形，达到了恒定束宽的要求。



(a) 理想的波束输出(参考通道波形)



(b) 经典时延波束形成输出(不考虑恒定束宽)



(c) 本文算法处理结果

图6 理想与实际的波束输出对比

本文考察设计的基于 Farrow 结构的 VFD FIR 滤波器的性能, 通过计算易知 7 号阵元在 5° 波束扫描角的时延量约为 -0.87 个样本, 按照 $-0.5 \leq p \leq 0.5$ 的要求换算成对应的分数时延量为 0.13 , 多出的一个样本的整数时延在实际运用中可通过数字延迟线予以消除, 不会对平均群时延造成影响, 绘出 Farrow 结构 VFD FIR 滤波器在信号带宽内的幅

频响应与时延响应图, 如图 7 所示, 其中图 7(b)的时延响应附带有滤波器的群时延响应, 故其在 16.13 附近波动(其中的 16 为 32 阶滤波器的群时延)。

可以发现这种 VFD FIR 滤波器的设计具有十分平滑的幅频响应与时延响应, 与数字延迟线配合, 可以对信号进行高精度的时延, 从而提高扫描精度。

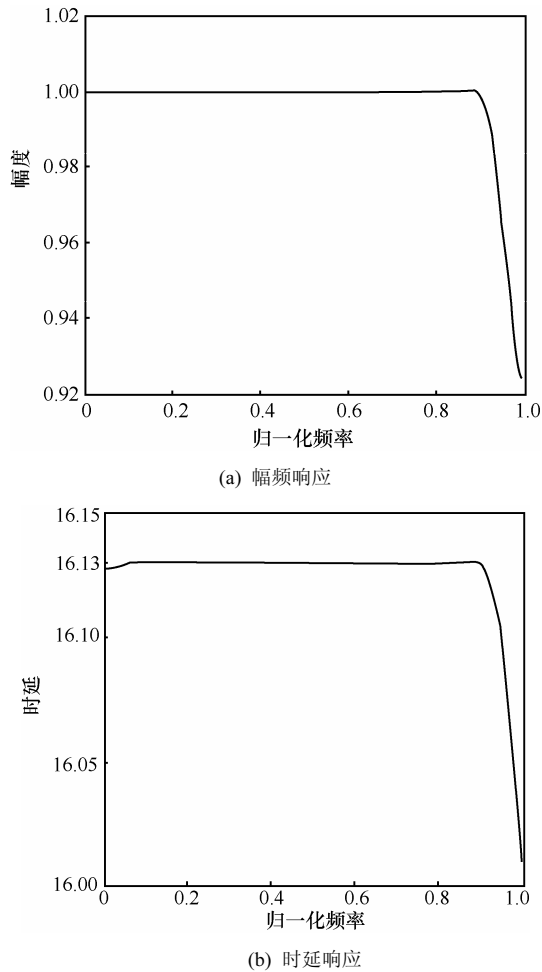


图 7 VFD FIR 滤波器幅频响应与时延响应

4.2 DSP 平台实时实现

总体而言，本文提出的时域恒束宽波束形成器和现有其他时域恒束宽波束形成器一样，对信号处理平台的实时处理能力要求也较高。图 2 中涉及的算法模块分配实现如图 8 所示。

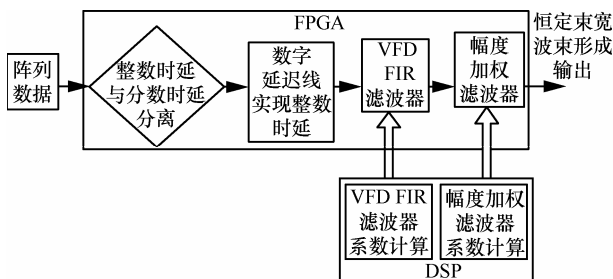


图 8 算法模块分配示意

在实际应用中，算法流程中所有滤波运算都分配在对乘加运算实时性更好的 FPGA 平台内实现。当待处理信号的频带不变，仅需要改变扫描角度时，只需要改变图 3 中的 p 值，而不需要重

新计算滤波器系数 VFD FIR 滤波器系数和幅度加权滤波器系数，这是本文所提算法的最大优势；即使待处理信号的频带发生变化，VFD FIR 滤波器系数的计算式(11)、式(12)、式(15)、式(16)，以及幅度加权滤波器系数的计算式(19)也很适合于 DSP 平台编程实现，由 DSP 计算好之后，通过数据通信接口传输给 FPGA 进行滤波器系数的重加载。

本文选择 TI 公司最新型的浮点处理器 C6748 为实现平台，当阵元数为 32，扫描波束数目为 16 时，则一共需要计算 512 组滤波器 32 阶滤波器系数。经实测，这些系数在 C6748 中计算需要开销的时钟周期数约为 35 M，再加上将这些系数传入 FPGA 开销的时钟周期数，在 C6748 工作时钟频率配置为 300 MHz 的条件下，总时间约为 0.12 s，具有良好的实时性。

5 结束语

本文提出的基于 Farrow 结构的恒定束宽时域波束形成器，有别于只采用 Farrow 结构简单的高精度宽带时域波束形成器，在保证波束扫描精准指向性的同时，能够实现对接收信号波形的不失真接收，该恒定束宽波束形成器是高精度分数时延滤波器和恒定束宽加权滤波器的结合，其优势在于滤波器系数不需随着波束扫描角的改变而重新计算，其正确性和有效性得到了计算机仿真的验证，而其计算高效性和调整灵活性的优点也利用 DSP 实现进行了说明，具有理论意义和应用优势。

参考文献:

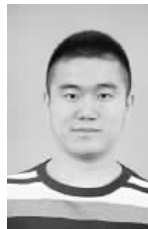
- [1] ZURE T, CHOWDHURY S. Fabrication and measurements of dynamic response of an SOI based non-planar CMUT array[J]. *Microsystem Technologies*, 2012, 18(5): 629-638.
- [2] ZHAO Y, LIU W. Robust fixed frequency invariant beamformer design subject to norm-bounded errors [J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2013, 20(2): 169-172.
- [3] YANG J, PANTALEEV M, KILDAL P, *et al.* Design of compact dual-polarized 1.2-10GHz eleven feed for decade bandwidth radio telescopes[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2012, 60(5): 2210-2218.
- [4] ZHANG W C, CHEN Z P. Design of frequency invariant wideband beamformer with real and symmetric FIR filters[J]. *Defence Science Journal*, 2012, 62(4): 243-247.
- [5] LI J, WEI G. Adaptive wideband beamforming with main lobe control using iterative second-order cone programming[J]. *IEICE Transactions*

- on Communications, 2012, 95(10): 3290-3293.
- [6] KINDT R W. Prototype design of a modular ultra wideband wavelength-scaled array of flared notches[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2012, 60(3): 1320-1328.
- [7] CAI X T, WANG A G, MA N, *et al.* A novel planar parasitic array antenna with reconfigurable azimuth pattern [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2012, 11: 1186-1189.
- [8] ZHI W J, LI Z S. The constant beamwidth beamformer design based on spatial resampling [J]. Signal Processing, 1998(14): 1-5.
- [9] 王大成, 郭丽华, 丁士圻. 基于窗函数法的恒定束宽波束形成器设计[J]. 海洋技术, 2005,(1): 113-117.
WANG D C, GUO L H, DING S Q. Constant beamwidth beamformer design based on window function method[J]. Marine Technology, 2005, (1):113-117.
- [10] 王之海, 王大成, 曾武. 利用 Chebyshev 窗函数获得恒定束宽加权矩阵的数值算法[J]. 海洋技术, 2009, (3):50-53.
WANG Z H, WANG D C, ZENG W. Using Chebyshev window function to obtain a numerical algorithm of constant beamwidth weighting matrix[J]. Marine Technology, 2009(03):50-53.
- [11] 杨益新, 孙超. 任意结构阵列宽带恒定束宽波束形成新方法[J]. 声学学报, 2001,(1):55-58.
YANG Y X, SUN C. Broadband constant beamwidth beamforming new method of any structure array[J]. Acoustics Journal, 2001,(1):55-58.
- [12] YAN S F, Ma Y L. Broadband constant beamwidth beamforming for arbitrary sensor arrays in time domain via second-order cone programming [J]. Shengxue Xuebao/Acta Acustica, 2005, 30(4): 309-316.
- [13] ZHANG B S, MA Y L. Beamformer for broadband constant beamwidth through FIR and DSP implementation[J]. Applied Acoustics, 1999,18(5):29-33.
- [14] WARD D B, KENNEDY R A, WILLIMSON R C. FIR filter design for frequency invariant beamformers[J]. IEEE Signal Processing Letters, 1996, 3(3): 69-71.
- [15] FARROW C W. Continuously variable digital delay element[A]. IEEE, International Symposium Circuits and Systems(ISCAS88)[C]. Espoo, 1988.2641-2645.
- [16] 吴高奎, 严济鸿, 何子述等. 基于 Farrow 结构的分数时延滤波器[J]. 雷达科学与技术, 2010,(3):269-272.
WU G K, YAN J H, HE Z S, *et al.* fractional delay filter based on Farrow structure[J]. Radar Science and Technology, 2010,(3): 269-272.
- [17] 陈彩莲, 于宏毅, 罗柏文等. 一种灵活高效的分数延迟数字滤波器[J]. 信息工程大学学报, 2009(4): 457-460.
CHEN C L, YU H Y, LUO B W. *et al.* A flexible and efficient fractional delay digital filter[J]. Journal of Information Engineering University, 2009(4):457-460.
- [18] SHYU J J, PEI S C, CHAN C H, *et al.* A new criterion for the design of variable fractional-delay FIR digital filters[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2010, 57(2): 368-377.
- [19] DENG T B, LIAN Y. Weighted-least-squares design of variable fractional-delay FIR filters using coefficient symmetry[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2006, 54(8): 3023-3038.
- [20] MUHAMMAD A, OSCAR G, HAKAN J. On the fixed-point implementation of fractional-delay filters based on the Farrow structure[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems, 2013, 60(4): 926-937.

作者简介:



周天 (1980-), 男, 江苏盐城人, 博士, 哈尔滨工程大学副教授, 主要研究方向为水声信号处理和空间阵列信号处理。



张秉致 (1988-), 男, 安徽宣城人, 南京船舶雷达研究所助理工程师, 主要研究方向为雷达信号处理。

杜伟东 (1984-), 男, 黑龙江齐齐哈尔人, 哈尔滨工程大学博士生, 主要研究方向为水下目标探测。

彭东东 (1989-), 男, 湖北天门人, 哈尔滨工程大学硕士生, 主要研究方向为水声信号处理。