

A Wideband Digital Array Beamforming Method of Conformal Array Antenna Based on Digital Filters

Taotao Guo, Miao Wu

The 27th Research Institute of CETC, Zhengzhou Henan
Email: u_gtao@163.com

Received: Apr. 4th, 2018; accepted: Apr. 20th, 2018; published: Apr. 27th, 2018

Abstract

In wideband signal beamforming, the traditional phase-shift method causes pattern pointing deviation and sidelobe widening, so the true time delay should be used to compensate the channel delay accurately. In connection with low computation and high time delay precision of the wideband digital array beamforming, this paper proposed a digital beamforming system with high-order and low-order filter cascades. The simulation result indicates that the method proposed in this paper can solve effectively the pattern pointing deviation and sidelobe widening problems.

Keywords

Conformal Array Antenna, Fractional Delay, Digital Beamforming

一种全数字滤波器的共形阵宽带阵列波束合成方法

郭涛涛, 吴 邈

中国电子科技集团公司第二十七研究所, 河南 郑州
Email: u_gtao@163.com

收稿日期: 2018年4月4日; 录用日期: 2018年4月20日; 发布日期: 2018年4月27日

摘 要

在宽带信号波束形成中, 传统的波束形成方法会导致天线波束指向偏移和主瓣展宽, 因此需要使用延时补偿单元。针对共形阵宽带波束形成中低运算量、高延迟精度的要求, 本文提出把实时延迟划分成整数

部分和分数部分, 采用低阶FIR滤波器和高阶FIR滤波器级联的数字波束形成装置。仿真结果表明, 本文提出的方法有效地解决了宽带信号波束图指向偏移、主瓣展宽的问题。

关键词

共形阵, 分数时延, 数字波束形成

Copyright © 2018 by authors and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

1. 引言

共形阵列天线是一种与载体表面共形的天线, 与传统的平面阵列天线相比, 可以克服阵列天线对载体平台空气动力学性能的影响, 又能获得更大的天线有效孔径面积, 因此在机载、弹载和星载等方面有不可替代的作用[1]。为了提高系统的抗干扰能力, 通常阵列天线采用大瞬时带宽信号, 考虑到共形阵构型更加复杂, 并且阵元之间的相对位置难以做到等距离间隔, 因此其宽带阵列波束形成将更加复杂和难以实现。

在宽带波束形成中, 需用实时延迟线代替传统的天线单元移相器。在模拟方法中, 实时延迟线通常由波导或同轴电缆实现, 但这些模拟器件存在体积大、功耗大、成本高、受温度影响大的缺点。数字方法中, 通常采用过密采样、时域内插[2]等方法, 但存在延迟精度差、数据量大的缺点, 不能满足实时处理的需要。文献[3]讨论了无载波极窄脉冲的宽带波束形成方法, 但应用场合受到限制, 文献[4]论述了基于线性调频信号的宽带发射波束置零方法, 并不适用于本文所叙述的场合。

针对共形阵宽带波束形成实时处理中低运算量、高延迟精度的要求, 本文提出把实时延迟划分成整数部分和分数部分, 采用低阶 FIR 滤波器和高阶 FIR 滤波器级联的数字波束形成装置。此方案兼顾了运算复杂度和精度两个方面, 满足宽带数字阵列实时处理的需要。

2. 时延滤波器原理

全通型 FIR 滤波器的幅频响应对所有频率均等于常数, 信号通过全通滤波器后, 幅度谱保持不变, 起到纯相位滤波的作用。滤波器的冲激响应可以表示为

$$h(n) = \text{sinc}(n - \text{Delay}_i) \quad (1)$$

其中, Delay_i 表示 i 阵元与参考阵元的时延, 根据时延是否为整数, 时延滤波器可以分为整数时延滤波器和分数时延滤波器。

当 Delay_i 不是整数时, $h(n)$ 是非因果的, 实际中, 通常用加窗来实现(窗函数可以选矩形窗、汉明窗、切比雪夫窗等)。即分数时延滤波器的冲激响应可以表示为

$$h(n) = \text{Window}(n) \times \text{sinc}(n - \text{Delay}_i) \quad (2)$$

其中 $\text{Window}(n)$ 表示窗函数。为了得到更好的时延特性, 滤波器阶数应选为时延整数部分的两倍左右[5], 因此对式(2)修正为下式

$$h(n) = \text{Window}(n) \times \text{sinc}(n - \text{delay}_i - L), \quad n = 0, 1, \dots, 2L \quad (3)$$

其中, $Delay_i = D_i + delay_i$, $D_i = \text{round}(Delay_i)$, $delay_i$ 表示小数部分, 范围为 $[-0.5, 0.5]$, L 是滤波器阶数的一半。

滤波器阶数固定选为 16 阶, 窗函数分别为矩形窗、哈明窗和切比雪夫窗, 小数部分时延 $delay_i$ 取 -0.45 , 分数时延滤波器的幅频响应和群时延响应如图 1 和图 2 所示。

从图 1 可以看出, 在滤波器阶数相同时, 采用矩形窗截断的滤波器幅频响应在通带内波动明显, 不适合作为分数时延滤波器使用, 切比雪夫窗截断的滤波器波动最小; 从通带带宽来看, 哈明窗优于切比雪夫窗。事实上, 宽带波束形成时, 哈明窗或切比雪夫窗对波束形成的影响几乎可以忽略不计。

从图 2 可以看出, 在滤波器阶数相同时, 同样的, 矩形窗截断的滤波器群时延波动最大, 切比雪夫窗波动最小, 从线性时延带宽来看, 哈明窗性能最好。

实际应用中, 应综合考虑带内群时延波动和线性时延带宽两方面的因素选择窗函数。

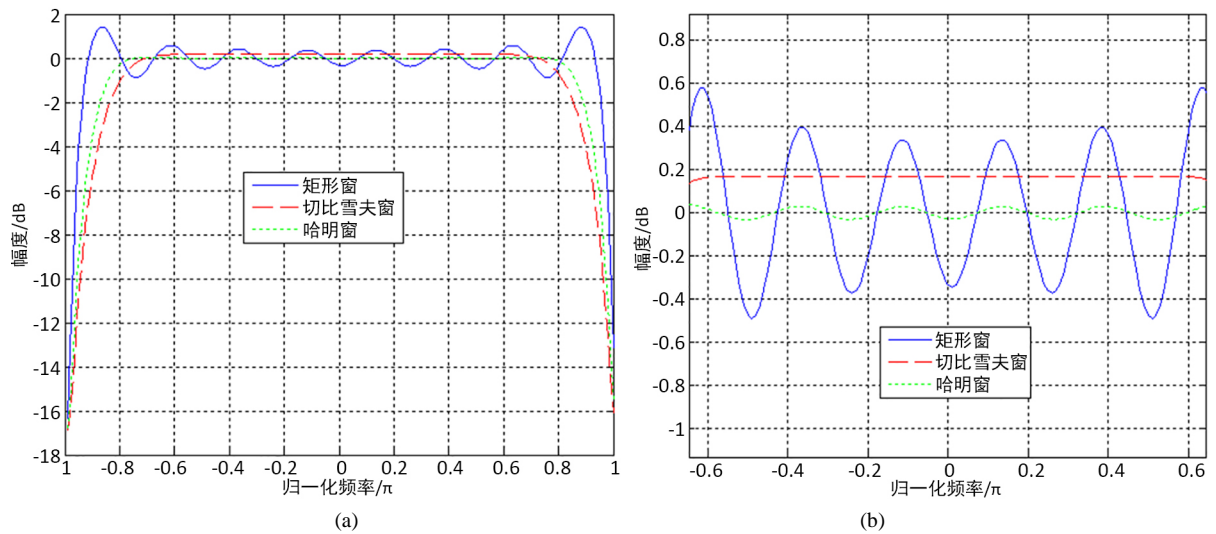


Figure 1. (a) Amplitude frequency response; (b) Partial enlarged view of amplitude frequency response

图 1. (a) 幅度频率响应; (b) 幅度频率响应局部放大

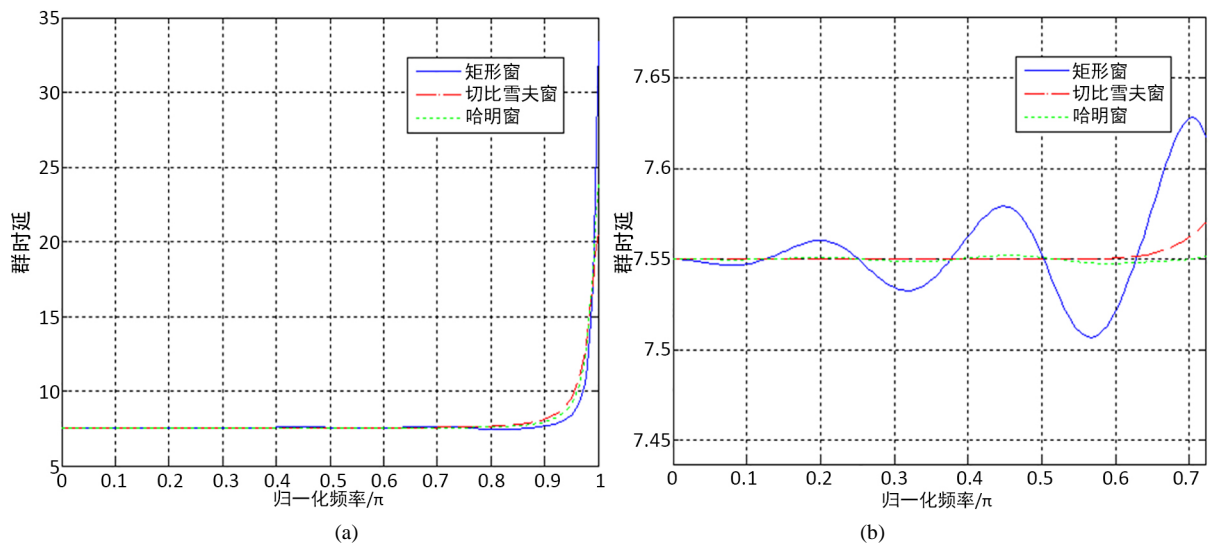


Figure 2. (a) Group delay response; (b) Partial enlarged view of group delay response

图 2. (a) 群时延特性; (b) 群时延特性局部放大

3. 系统原理

3.1. 子阵划分原理

共形阵天线接收信号所允许的最大瞬时带宽, 除受天线波束最大指向偏移的限制, 还受天线孔径渡越时间的限制。当孔径渡越时间大于信号带宽的倒数时, 对于接收阵列, 阵列两端的信号将不能同时相加。因此, 对天线阵进行子阵划分后, 信号瞬时带宽 Δf 的限制为

$$\Delta f \leq \frac{c}{L \cdot \sin \theta_B} \quad (4)$$

其中, L 表示天线口径, θ_B 表示天线最大扫描角度, c 是光速。

分数时延滤波器用于宽带数字阵列波束形成时, 会遇到以下问题: 所有阵元均采用时间延迟来实现宽带数字波束形成的方法不仅工程实现困难, 而且成本较高, 有必要采用子阵级的时延补偿方法实现。拟采用以阵列单元移相器移相和子阵时延单元时延相结合的方式完成天线的波束指向和扫描, 如图 3 所示。采用子阵时延加移相这种结构, 不仅降低了阵列的成本和复杂性, 更为重要的是可以部分抵消孔径渡越时间, 从而获得较宽的瞬时信号带宽。当改变各时延单元的时延值和移相器的相移值时, 便可完成波束在一定空域内的扫描, 它既解决了阵列瞬时带宽受限的问题, 又完成了天线波束扫描。子阵划分要综合考虑扫描角度、天线孔径和信号瞬时带宽的约束。

3.2. 低阶滤波器实现数字延迟线原理

由天线最大波束指向角 θ_B 及天线口径 L 可以求出最大孔径渡越时间 $T_{\max} = \frac{L \times \sin \theta_B}{c}$, 令 $N_{\max} = T_{\max} \cdot F_s$,

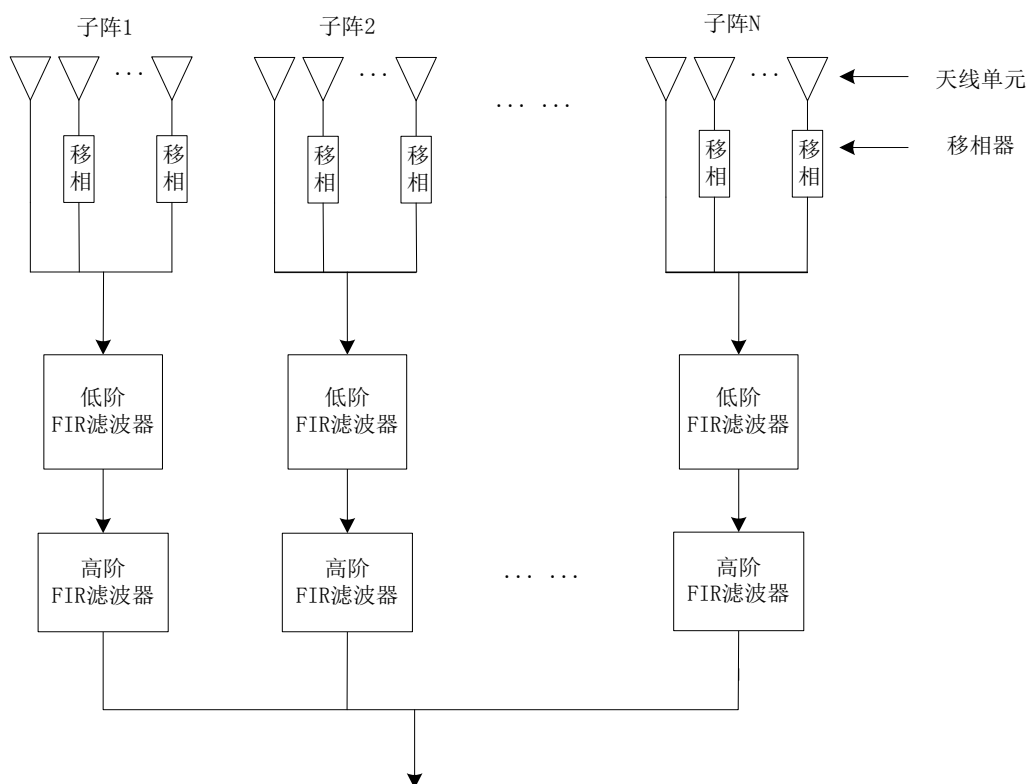


Figure 3. Wideband beamforming method of conformal array antenna

图 3. 共形阵宽带波束形成实现方案

其中, F_s 为采样率。可知 N_{\max} 为需要补偿的最大实时延迟。假设天线口径 L 为 5 m, 天线波束指向角 θ_b 为 75° , 采样率 200 MHz, 则计算得

$$N_{\max} = \frac{5 \times \sin 75^\circ}{3 \times 10^8} \times 200 \times 10^6 = 3.2198 \quad (5)$$

即, 需要补偿的最大整数倍延迟为 3 个采样周期。

合理设置滤波器的相位响应函数, 使得全通滤波器的群延迟函数在有限频带内为需要补偿的 $\text{round}(N_{\max})$ 个采样周期。 $\text{round}(\cdot)$ 表示取整。滤波器的冲激响应可以表示为

$$h(n) = \text{sinc}(n - N), \quad n = 0, 1, \dots, \text{round}(N_{\max}) \quad (6)$$

其中, N 可能值为 $0, 1, \dots, \text{round}(N_{\max})$ 。一般情况下, 由于天线尺寸的限制, $\text{round}(N_{\max})$ 不会很大, 因此用低阶 FIR 滤波器即可实现整数倍延迟。

3.3. 高阶滤波器实现分数延迟原理

实时延迟的分数部分用分数延迟滤波器进行补偿。分数延迟滤波器表示为 $h(n) = \text{sinc}(n - \text{Delay}_i)$, Delay_i 表示 i 阵元实时延迟的分数部分, 当 Delay_i 不是整数时, $h(n)$ 是非因果的, 实际中通常用加窗来实现。所以设计分数延迟滤波器的冲激响应为

$$h(n) = \text{Window}(n) \times \text{sinc}(n - \text{Delay}_i - M), \quad n = 0, 1, \dots, 2 \times M \quad (7)$$

其中, $\text{Window}(n)$ 表示窗函数。滤波器为 $2 \times M + 1$ 阶。分数延迟 Delay_i 的范围为 $[-0.5, 0.5]$ 。

4. 工作流程

本装置的工作流程描述如下:

步骤 1: 子阵划分;

根据共形阵的扫描角度和要求的信号带宽, 用式(4)计算出划分子阵的天线孔径, 由此结合共形阵的物理形状及计算复杂度, 划分子阵区域。

步骤 2: 设计低阶滤波器补偿整数延迟;

计算最大孔径渡越时间, 根据式(5), 计算需要补偿的实时延迟的整数部分, 则用来补偿整数延迟的低阶 FIR 滤波器如式(6)所示。

步骤 3: 设计高阶滤波器补偿分数延迟;

根据延迟精度要求, 选择合适的窗函数和滤波器阶数, 设计延迟范围为 $[-0.5, 0.5]$ 的高阶 FIR 滤波器形如式(7)所示, 用以补偿实时延迟的分数部分。

步骤 4: 选择参考阵元, 计算阵元间实时延迟和相位偏移;

选择子阵内参考阵元, 子阵内各个阵元均与参考阵元相比, 计算偏移相位并补偿; 选择全阵面参考阵元, 各个子阵均与全阵面参考阵元相比计算, 计算整数延迟和分数延迟并补偿。

5. 系统仿真与验证

以三角栅格共形阵为例, 该共形阵由 15 个阵面组成, 每个阵面 32 个阵元按照 4×8 排列, 每两个阵面之间呈 15° 夹角。按式(3)进行子阵划分。假设入射信号俯仰角为 45° , 方位角为 30° , 信号带宽为 102 MHz, 中心频率为 2.25 GHz。仅采用移相形成的方向图和图 1 所示的单元移相子阵时延形成方向图如图 4 所示。

从图 4 可以看出, 在宽带信号波束合成中, 如果还采用窄带波束合成的方法, 会造成主瓣波束展宽及天线增益下降, 而采用本方案的宽带波束合成方法可以很好的满足需求。

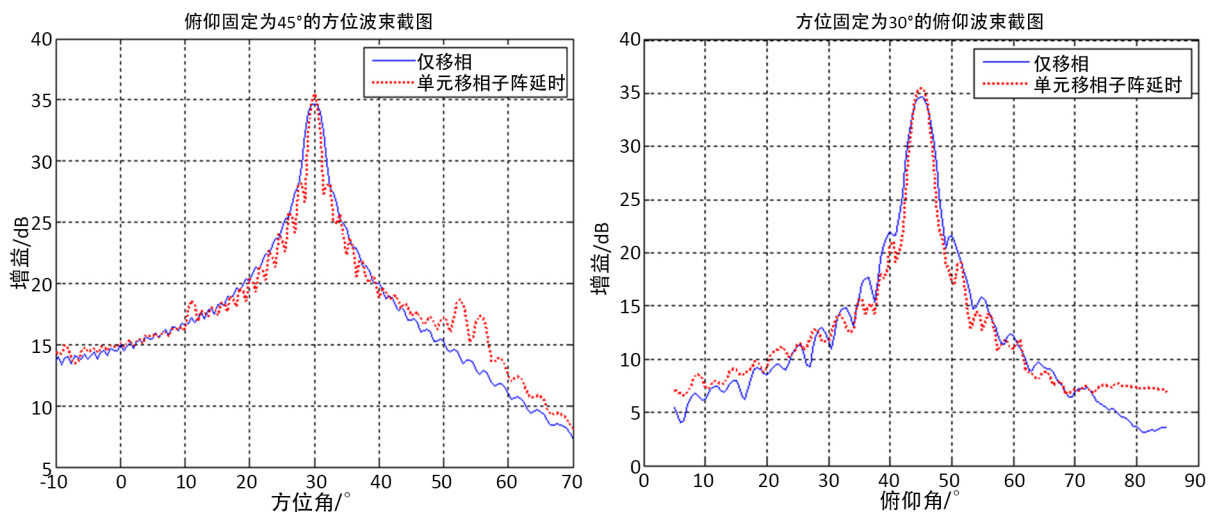


Figure 4. Array pattern contrast
图 4. 阵列方向图对比

6. 结束语

本文提出了一种共形阵宽带信号波束形成方案。详细阐述了共形阵子阵划分原理及方法, 以及时延滤波器用作整数倍延时和分数倍延时的方法。最后, 用一个共形阵波束形成的实例, 验证了该方法的有效性。

参考文献

- [1] 唐波, 汤俊, 唐猛, 彭应宁. 共形相控阵信号处理技术研究[J]. 航空科学技术, 2009(5): 36-40.
- [2] Quazi, A.H. (1981) An Overview on the Time Delay Estimate in Active and Passive Systems for Target Localization. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, **29**, 527-533. <https://doi.org/10.1109/TASSP.1981.1163618>
- [3] 曹运合, 李强, 王胜华, 等. 宽带相控阵雷达发射波束零点形成方法[J]. 西安电子科技大学学报: 自然科学版, 2006, 33(3): 395-399.
- [4] 董汉清. 跳扩频测控信号中伪码同步技术的研究与仿真[D]: [硕士学位论文]. 成都: 电子科技大学, 2013: 1.
- [5] 刘张林. 基于分数时延的宽带数字波束形成技术[J]. 现代电子技术, 2013(3): 24-26.

知网检索的两种方式:

1. 打开知网页面 <http://kns.cnki.net/kns/brief/result.aspx?dbPrefix=WWJD>
下拉列表框选择: [ISSN], 输入期刊 ISSN: 2163-3983, 即可查询
2. 打开知网首页 <http://cnki.net/>
左侧“国际文献总库”进入, 输入文章标题, 即可查询

投稿请点击: <http://www.hanspub.org/Submission.aspx>
期刊邮箱: hjwc@hanspub.org