

doi:10.11835/j.issn.1000-582X.2017.07.010

大口径宽带数字延时相控阵天线

代才莉^{1,2}, 曾浩^{1,3}

(1.重庆大学通信工程学院,重庆400044;2.重庆电子工程职业学院,重庆401331;
3.西南电子技术研究所,成都610036)

摘要:不同于窄带相控阵天线,空间色散和时间色散是大口径宽带相控阵天线需要解决的2个主要问题。文章采用了子阵加数字延时滤波器的整体结构设计,把大口径阵列划分为很多个较小口径的子阵,并采用传统窄带相控阵天线加权方法,完成子阵的波束合成;子阵间的波束合成,则采用数字延时滤波器实现。在介绍了子阵划分方式的基础上,对延时滤波器的时域设计方法进行了阐述和分析。通过延时滤波器仿真,证明了滤波器设计方法的正确性;通过系统方向图仿真,证明了子阵加数字延时滤波器的设计方法,克服了空间色散和时间色散问题。

关键词:宽带相控阵;大口径天线;波束形成;数字延时滤波器

中图分类号:TN911

文献标志码:A

文章编号:1000-582X(2017)07-072-10

The large aperture wideband phased array antenna

DAI Caili^{1,2}, ZENG Hao^{1,3}

(1. College of Communication Engineering, Chongqing University, Chongqing 400044, P.R.China;
2. Chongqing College of Electronic Engineering, Chongqing 401331, P.R.China;
3. Southwest Institute of Electronic Technology, Chengdu 610036, P.R.China)

Abstract: In contrast to narrow band phased array antenna, spatial dispersion and time dispersion are two dominant issues faced by the large aperture wideband phased array antennas. In this paper, the integral structure design of the subarray and digital delay filter was adopted. Firstly, the large aperture array was divided into a number of smaller size subarrays, and each of them was considered as a traditional narrow band phased array. Then, the beam forming between the subarrays was realized through digital time delay filter. After subarray partition, delay filter design in time domain was described and analyzed. Simulation results of time delay filter validate the correctness of the proposed filter design. Furthermore, system simulations prove that the hybrid structure with subarray and delay filter is able to overcome the spatial dispersion and time dispersion problems.

Keywords: wideband phased array; large aperture antenna; beamform; digital time delay filter

收稿日期:2017-03-07

基金项目:重庆市教委科学技术研究资助项目(KJ1602903),中央高校基本科研业务费资助项目(106112016CDJZR165508)。

Supported by Science Technology Research Project of Chongqing Municipal Education Commission Project (KJ1602903) and the Fundamental Research Funds for the Central Universities (106112016CDJZR165508).

作者简介:代才莉(1982-),女,副教授,博士研究生,主要从事信号与信息处理、5G关键技术等方面研究,(E-mail) daicaili_2001@163.com。

相控阵天线由于其高增益、点扫描、低旁瓣的优点,在通信、雷达、深空探测等领域得到了广泛应用^[1-5]。通过模拟移相器在 T/R 组件中完成波束合成,是目前窄带相控阵的常用方法。但为了获得更大增益,相控阵的口径不断增加;另外,为了传输更多信息,系统带宽也在不断增加。对于大口径宽带相控阵天线,产生了时间色散和空间色散 2 个特殊问题^[6]。基于子阵划分的方法,是解决上述问题的已有方法,但子阵间的波束合成不能采用移相方式,而必须是延时方式^[7-8]。但已有模拟延时器,其基本原理是用不同长度的传输线和切换开关实现延时功能,存在精度差的问题。采用数字延时滤波器,可以大大提高延时精度^[9-10]。文中将从子阵划分和数字延时滤波器设计 2 个方面进行阐述和介绍,并通过仿真证明子阵加数字延时滤波器结构,对于解决时间色散和空间色散问题的有效性。

1 宽带大口径相控阵的结构

由于阵列孔径较大情况下,阵元数量很多,如果对每个阵元通道都采用延时器,则延时器的数量非常大,在数字实现情况下,系统非常复杂,成本也难以承受。合理的解决方法就是采用子阵结构的宽带数字相控阵。基于子阵结构的宽带相控阵天线如图 1 所示。阵列的 M 个阵元划分为 L 个子阵,每个子阵的阵元个数为 $I = \frac{M}{L}$ 。对于每个子阵,可以视为普通窄带相控阵。虽然子阵也会存在空间色散和时间色散问题,但由于此时子阵阵元数量有限,上述 2 种色散影响并不严重。

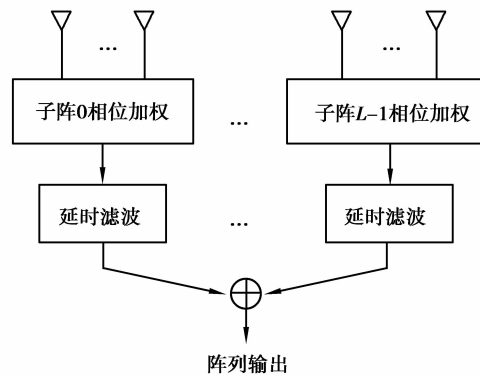


图 1 子阵结构的相控阵天线结构

Fig.1 Phased array antenna structure with sub array

对于一个阵元数量为 I 的均匀线阵,阵元是理想全向天线,阵元间距 d 为中心频率 ω_0 对应信号波长的一半,如果频率为 ω 的信号入射到阵面的角度为 θ_0 ,则阵列权矢量 \mathbf{w} 等于信号方向矢量 \mathbf{v} ,即

$$\mathbf{w}(\theta_0) = \mathbf{v}(\theta_0) = [1 \quad e^{j\pi\frac{\omega}{\omega_0}\sin\theta_0} \quad \dots \quad e^{j\pi(I-1)\frac{\omega}{\omega_0}\sin\theta_0}]^T. \quad (1)$$

根据相控阵天线方向图定义,实际波束主瓣指向与期望指向之差为^[11]

$$\Delta\theta = \theta_0 - \theta_{\max} = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0} \tan\theta_0. \quad (2)$$

这种频率偏移产生的指向偏差,就是空间色散。从上式看出,相对带宽越大、扫描角度越大,指向偏差越严重。虽然这个结论看似与天线孔径无关,但从工程考虑,相同的指向偏差,主瓣波束宽度越小,影响越大;而天线孔径越大,主瓣波束宽度越小。

孔径渡越时间是指在信号入射角度为 θ_0 情况下,电磁波波前达到第一个阵元和最后一个阵元的时间差。在小口径窄带相控阵中,假设阵元 i 接收信号相对于坐标原点信号的延时为 τ_i ,则信号包络延时是可以忽略的,即

$$s_i(t) = m(t - \tau_i) e^{j\omega_0(t - \tau_i)} \approx m(t) e^{j\omega_0(t - \tau_i)}. \quad (3)$$

正是由于上述假设条件的存在,窄带的小口径相控阵天线仅仅需要对信号进行移相操作,就可以实现波束合成。但是,如果相控阵天线口径很大,信号又是宽带,说明在孔径渡越时间内,每个阵元上接收信号包络出现了变化,再进行移相操作,已经无法使得各个阵元接收信号相同了。雷达或通信中,合成后的脉冲或符号宽度会展宽,所以称为时间色散。在采用图 1 所示子阵结构的大口径相控阵中,虽然子阵本身由于口径小而不考虑孔径渡越时间,但子阵间的距离导致的包络延时是无法忽略的。此时,必须采用延时器件而不是移相器件,实现各个子阵间信号的对齐。

2 宽带大口径相控阵的实现方法

2.1 子阵信号模型

实际工程中,往往是均匀矩形平面阵列。一个 $M \times N$ 的阵面位于 xy 平面内,第 $(0,0)$ 个阵元位于坐标原点,阵列边缘沿坐标轴排列,原点处接收到的远场信号为 $s(t)$,该信号的 DOA 为 (θ, φ) ,其中 φ 为方位角, θ 为俯仰角。如果对于第 (m,n) 个阵元接收信号记为 x_{mn} ,其中 m 和 n 分别为 $0 \sim (M-1)$ 、 $0 \sim (N-1)$ 的自然数,据此相控阵信号模型

$$x_{mn}(t) = s(t - \tau_{mn}) + n_{mn}(t), \quad (4)$$

式中: τ_{mn} 为该信号相对于原点信号的延时; n_{mn} 为该阵元的噪声信号。阵列接收信以用矩阵表示为

$$\mathbf{X}(t) = s(t)\mathbf{V}(\theta, \varphi) + \mathbf{N}(t), \quad (5)$$

方向矩阵和噪声矩阵

$$\mathbf{V}(\theta, \varphi) = \begin{bmatrix} e^{-j\omega_0 \tau_{00}} & \cdots & e^{-j\omega_0 \tau_{0(N-1)}} \\ \vdots & & \vdots \\ e^{-j\omega_0 \tau_{(M-1)0}} & \cdots & e^{-j\omega_0 \tau_{(M-1)(N-1)}} \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\mathbf{N}(t) = \begin{bmatrix} n_{00}(t) & \cdots & n_{0(N-1)}(t) \\ \vdots & & \vdots \\ n_{(M-1)0}(t) & \cdots & n_{(M-1)(N-1)}(t) \end{bmatrix}, \quad (7)$$

相控阵权矢量等于方向矩阵,即

$$\mathbf{W} = \mathbf{V}(\theta, \varphi) = \begin{bmatrix} e^{-j\omega_0 \tau_{00}} & \cdots & e^{-j\omega_0 \tau_{0(N-1)}} \\ \vdots & & \vdots \\ e^{-j\omega_0 \tau_{(M-1)0}} & \cdots & e^{-j\omega_0 \tau_{(M-1)(N-1)}} \end{bmatrix}, \quad (8)$$

把延时参数代入得到阵元 (m,n) 的权值为

$$\omega_{mn} = e^{j\pi(m \sin \theta \cos \varphi + n \sin \theta \sin \varphi)}, \quad (9)$$

阵列输出信号为

$$y(t) = \text{sum}[\mathbf{W}^* \otimes \mathbf{X}(t)] = MNs(t) + \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} \omega_{mn}^* n_{mn}(t), \quad (10)$$

式中:符号 sum 表示对矩阵元素求和; \otimes 表示 Hadarmard 积,即矩阵对应元素相乘;"*" 表示求元素共轭。

2.2 子阵的确定

采用子阵模式的目的是为了克服大口径阵列的时间色散和空间色散,但时间色散参数与接收机的灵敏度有关,通常容限比较大,因此并不考虑,主要考虑在阵列扫描角度范围内阵列的空间色散问题。假设信号单边带带宽为 $\Delta\omega$,在俯仰角最大扫描角度 θ_0 时,方向图主瓣具有最大角度偏差 $(\Delta\theta, \Delta\varphi)$ 。工程中要求这个角度偏差要小于阵列主瓣宽度的 $1/4$ 。所以,子阵确定方法步骤为:

第一步,首先确定阵列规模,阵元间距为中心频率 ω_0 半个波长,计算信号在中心频率 ω_c 时,均匀加权时阵列方向图主瓣宽度 (θ_H, φ_H) ;

第二步,假设波束指向为最大扫描角度 (θ_0, φ_0) ,其中方位角 φ_0 可以取任意值,从而确定权矩阵 \mathbf{W}_0 ;

第三步,在上述权矩阵情况下 \mathbf{W}_0 ,考虑信号频率 $\omega_0 + \Delta\omega$,计算此时阵列方向图主瓣指向 $(\theta_{\max}, \varphi_{\max})$;

第四步,判断指向误差是否满足^[12-13]

$$\Delta\theta = |\theta_0 - \theta_{\max}| < \frac{\theta_H}{4} \Delta\varphi = |\varphi_0 - \varphi_{\max}| < \frac{\varphi_H}{4}. \quad (11)$$

2.3 数字延时滤波器设计方法

采取时域方法设计数字延时滤波器。对于一个数字序列 $x(n)$, 首先推导其理想的延时滤波器的系数 $h(n)$ 构成, 假设这个滤波器的延时值为 τ 。延时值是根据阵列天线的几何布局和信号入射角度确定的。根据内插定理, 在采样满足 Nyquist 采样定理情况下, 数字序列对应的连续信号可以表示为

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(n) \operatorname{sinc}[f_s(t - nT_s)], \quad (12)$$

式中: f_s 表示采样频率, 采样周期为

$$T_s = \frac{1}{f_s}, \quad (13)$$

抽样函数

$$\operatorname{sinc}(x) = \frac{\sin(\pi x)}{\pi x}, \quad (14)$$

延时滤波器的作用就是对上述连续信号进行延时, 为

$$y(t) = x(t - \tau) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(n) \operatorname{sinc}[f_s(t - \tau - nT_s)], \quad (15)$$

显然, $y(t)$ 是一个连续信号, 如果对上述连续信号进行采样, 在新的数字序列为

$$y(k) = x(kT_s - \tau) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(n) \operatorname{sinc}[f_s(kT_s - \tau - nT_s)]. \quad (16)$$

上述关系, 是一个数字延时系统输入与输出序列之间的解析关系。根据一个系统单位冲击响应的定义, 如果令输入序列

$$x(k) = \delta(k) = \begin{cases} 1, & k=0, \\ 0, & \text{else.} \end{cases} \quad (17)$$

把上述 Kronecker Delta 函数代入式(16), 得到输出函数即为延时滤波器的单位冲击响应, 也是延时滤波器的系统函数

$$h(k) = y(k) = \operatorname{sinc}(k - D), \quad (18)$$

其中

$$D = \frac{\tau}{T_s}. \quad (19)$$

通常情况下, 延时

$$\tau = nT_s + T_1, \quad (20)$$

即延时包括了整数倍 n 的采样周期和一个小于采样周期的值 T_1 。在数字系统中, 延时采样周期是很简单的, 通过时钟控制非常容易。所以, 设计一个延时小于采样周期的延时滤波器, 是延时滤波器设计的主要工作。这样的延时滤波器, 又称为分数延时滤波器^[14]。所以, 后文的讨论中, 定义

$$D = \frac{T_1}{T_s}. \quad (21)$$

从上述分析中, 得到了一个延时滤波器的理想的单位冲击响应函数, 即

$$h(k) = \operatorname{sinc}(k - D), k = -\infty, \dots, +\infty. \quad (22)$$

显然, 由于冲击响应为无限长序列, 这是一个非因果的序列, 需要对其加窗处理, 即令

$$c(k) = w(k)h(k), k = -\frac{N}{2}, \dots, \frac{N}{2}. \quad (23)$$

由于加窗是一个近似过程, 所以, 采用不同窗函数, 会有不同的效果。同时, 窗的宽度, 即滤波器的阶数 N , 也是决定滤波器性能的一个主要因素。通常的窗函数包括切比雪夫窗、汉明窗、矩形窗^[15]。以矩形窗为例, 最后得到的滤波器系数矢量为

$$\mathbf{c} = [c(0) \quad \cdots \quad c(N)]^T = \left[\sin c \left(-\frac{N}{2} - D \right) \quad \cdots \quad \sin c \left(\frac{N}{2} - D \right) \right]^T. \quad (24)$$

由于实现的序号不会有负数,所以,滤波器本身会引入 $N/2$ 个采样周期的延时,这个延时需要加入到非延时阵元对应的通道中,才能保证延时后的各个通道信号相位是对齐的。加窗截断必然产生吉布斯现象,就是在高频和低频部分出现较大波动。所以,对于滤波器设计,要么增加阶数,要么通过调整采样周期,让信号频谱落在一个滤波器幅度特性和群时延特性都比较好的区间。

3 仿真结果

3.1 传统相控阵天线仿真

发射阵列中心频率为 30.2 GHz,带宽为 1.6 GHz,阵列为 160×160 个阵元,即子阵定义为 8×8 规模^[16],为 20 行,每行 20 个子阵,共 400 个子阵。这个阵列采用窄带加权方式(即按照中心频率)进行移相。假设波束指向角度为 $(45, 90)$ 度,图 2(a)和图 2(b)分别是下边频 19.4 GHz 和中心频点 30.2 GHz 的俯仰面方向图。从图 2 可以看出,采用传统相控阵加权,阵列在边频的增益会下降 13 dB,无法保证全带宽内天线的频率一致性。上边频具有和下边频相同的性质。

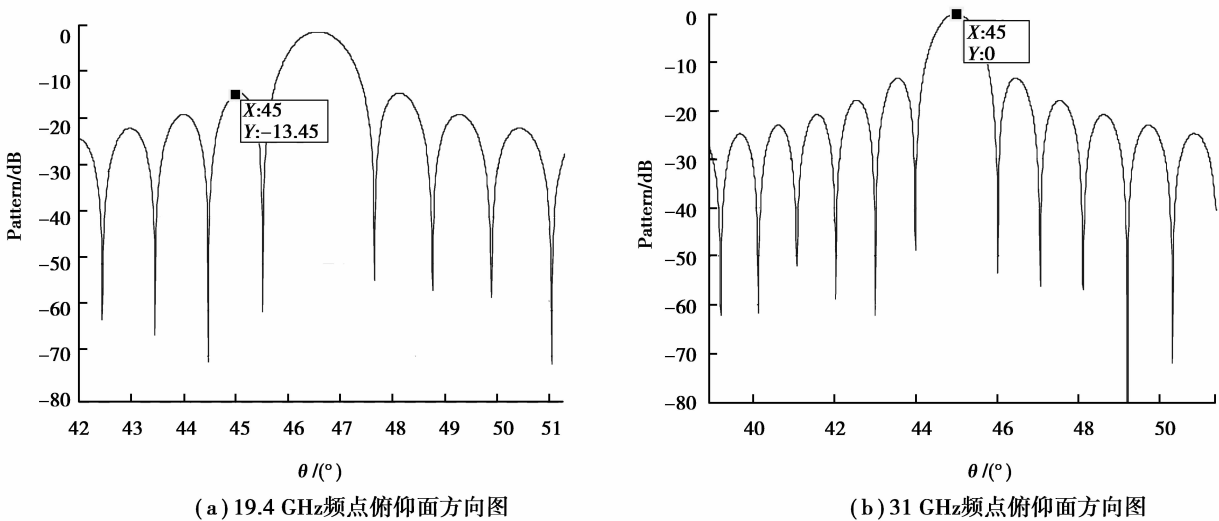


图 2 传统窄带相控阵加权下的方向图

Fig.2 System simulation of traditional narrow band phased array

3.2 等效阵列模型

首先考虑中心频点 30.2 GHz,波长等于 λ 的情况。将每个 8×8 的子阵视为一个新的阵元,阵元位置在每个子阵的第 $(0, 0)$ 个阵元位置,从而,阵列简化为一个 20×20 维均匀平面阵,只是此时的阵元间距为

$$d = 8 \times \frac{\lambda}{2}, \quad (25)$$

其等效阵列如图 3 所示。

延时滤波处理的信号应该是中频信号,中频频率选择 1.5 GHz,采样率为 8 GHz,波束指向仍然是 $(45, 90)$ 度。采用时域方法设计延时滤波器,滤波器阶数假设为 26,则滤波器系数表达式为

$$h(k) = \alpha \sin c[\alpha(k - D)], k = -13, \dots, +13, \quad (26)$$

式中 $\alpha = 0.7$ 。而根据阵元间距和波束指向,第 (m, n) 个等效阵元延时 D 等于

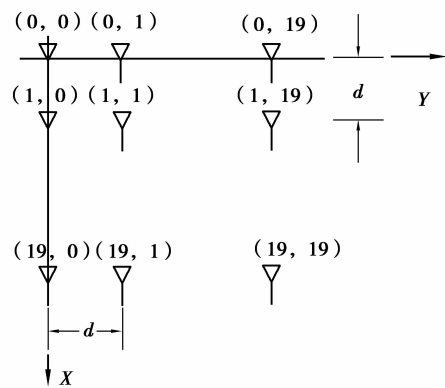


图 3 200 个子阵等效阵列结构图

Fig.3 Equivalent array structure with 200 sub arrays

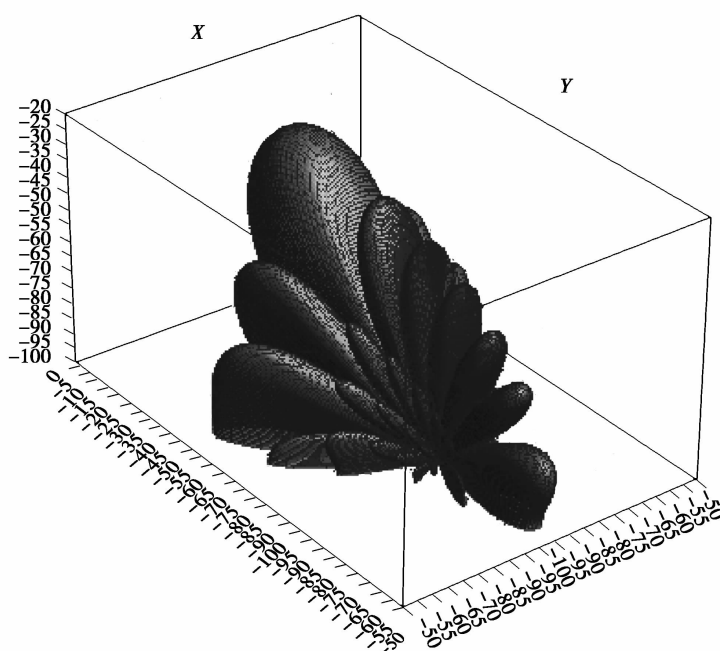
$$D = -\frac{d}{cT_s}(m \sin \theta \cos \varphi + n \sin \theta \sin \varphi) \tag{27}$$

式中: c 为光速; T_s 为采样周期。

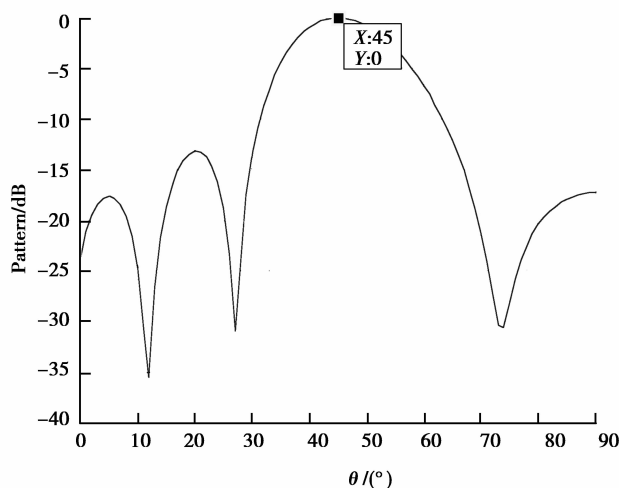
对于输入 29.4 GHz、30.2 GHz 2 个频点分别进行仿真,波束指向(45,90),中频采样频率 8 GHz。每个频点仿真分为 2 部分,一部分是把每个子阵视为一个阵元,从而得到一个 20×20 维平面阵列,但这个阵列的阵元之间依靠数字延时滤波器实现波束合成,称这个方向图为等效阵列方向图。另一个仿真就是考虑每个子阵自身方向图,根据方向图乘积定理,得到阵列整体的方向图。由于数字延时滤波器在数字域完成,输入信号应该是中频信号好,所以,仿真假设中频为 1.5 GHz,即 30.2 GHz 频率与之对应,而低边频对应 0.7 GHz 中频。

3.3 基于延时滤波器的相控阵天线仿真

对于中频输出信号频率为 1.5 GHz,不考虑单元方向图的等效阵列方向图如图 4 所示。此时,指向均是正确的,说明延时滤波器的设计是正确的。考虑子阵和中频变频补偿,阵列总体方向图如图 5 所示。从图 5 可以看出,波束指向正确,主瓣宽度与窄带情况相同,说明天线增益没有损失。



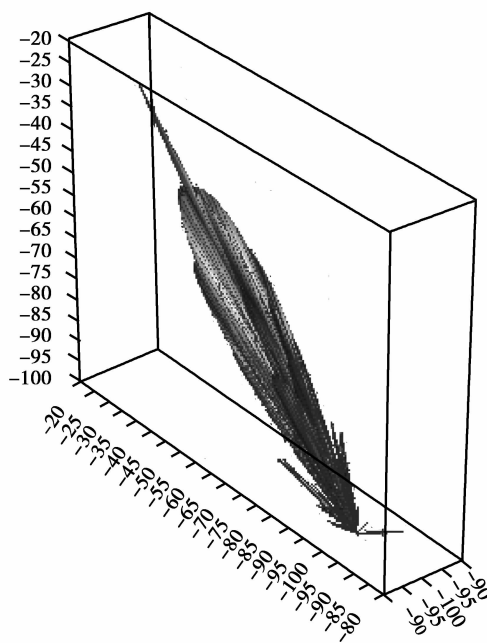
(a) 三维方向图



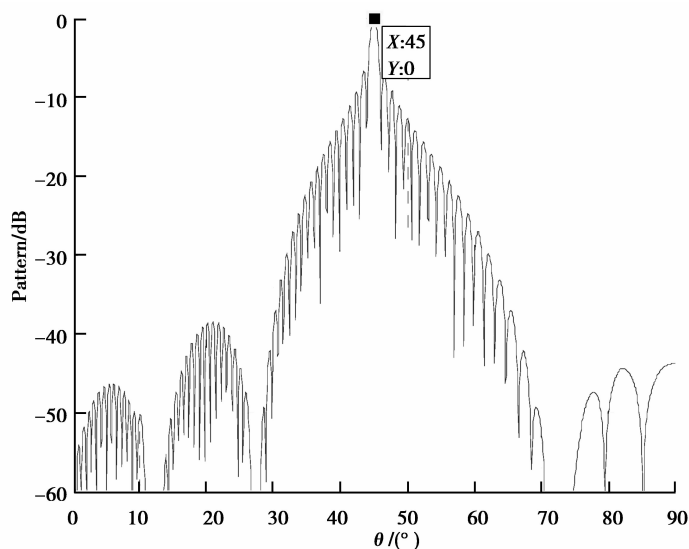
(b) 俯仰面方向图

图 4 1.5 GHz 频率工作下等效阵列方向图

Fig.4 Equivalent array simulation with 1.5 GHz



(a) 三维方向图



(b) 俯仰面方向图

图 5 1.5 GHz 频率工作下总体阵列方向图

Fig.5 The whole array simulation with 1.5 GHz

如果考虑低边频情况,即 29.4 GHz 频点,此时中频输出信号频率为 0.7 GHz,采样率还是为 8 GHz,等效阵列方向图和整体方向图分别如图 6 和图 7 所示。从仿真来看,基于子阵加延时滤波器结构的相控阵,克服了传统相控阵的缺点,在波束指向角度上阵列增益和天线增益都没有衰减。

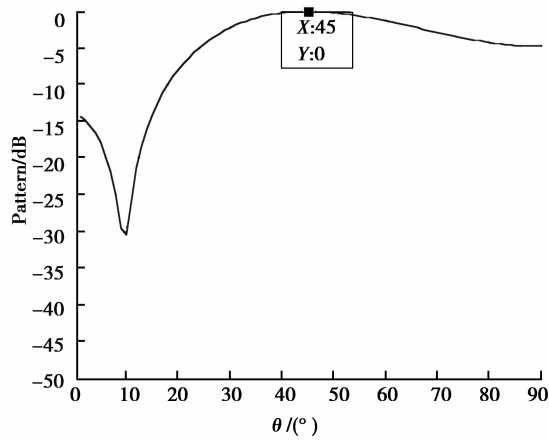
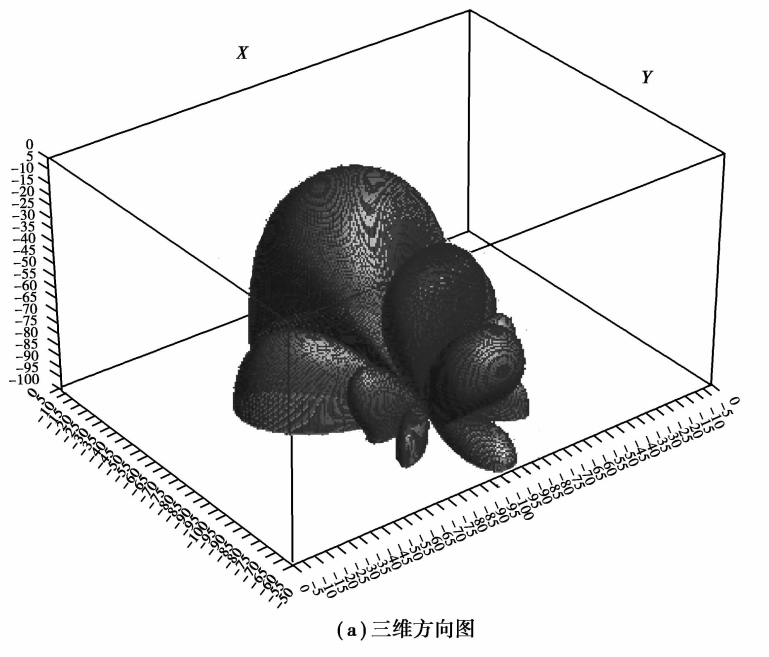
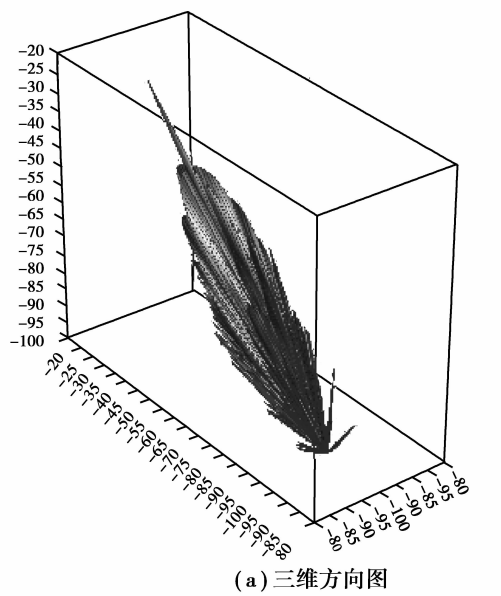
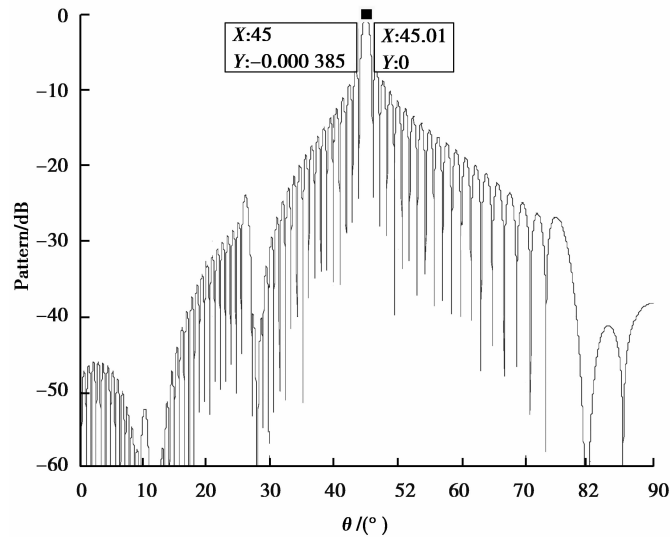


图 6 0.7 GHz 频率工作下等效阵列方向图

Fig.6 Equivalent array simulation with 0.7G Hz





(b) 俯仰面方向图

图 7 0.7 GHz 频率工作下总体阵列方向图

Fig.7 The whole array simulation with 0.7 GHz

4 结 论

采用子阵加延时滤波器结构的相控阵天线,可以克服传统相控阵天线空间色散和时间色散问题。其原因在于数字延时器是对输入信号进行相应的延时处理,延时大小与输入信号频率没有关系。数字延时滤波器设计采用时域方法,只要已知延时参数,就可以得到滤波器系数。但相对于传统相控阵,系统增加了一个数字延时滤波器模块,而且在宽带情况下,对数字信号处理模块的采样率有较高要求。高采样率下的信号处理实现较为复杂。

参考文献:

- [1] Alotaibi N N, Hamdi K A. Switched phased-array transmission architecture for secure millimeter-wave wireless communication[J]. IEEE Transactions on Communications, 2016, 64(3): 1303-1312.
- [2] Zhang Y, Yuan Y N, Wang J, et al. Improved adaptive scheduling algorithm for real-time dwells in multifunction phased array radars[C] //International Conference on Signal Processing. IEEE, 2014: 2018-2021.
- [3] Ricciardi G F, Connelly J R, Krichene H A, et al. A Fast-Performing Error Simulation of Wideband Radiation Patterns for Large Planar Phased Arrays With Overlapped Subarray Architecture [J]. IEEE Transactions on Antennas & Propagation, 2014, 62(4): 1779-1788.
- [4] 朱凤波,杨文军,邓振森.基于 dechirp 处理的宽带相控阵雷达相参处理研究[J].现代雷达,2011,33(2):42-46.
ZHU Fengbo, YANG Wenjun, DENG Zhenmiao. A study on coherent digital wideband phased-array radar systems based on dechirp processing[J]. Modern Radar, 2011, 33(2): 42-46. (in Chinese)
- [5] 韦春海,金谋平,何诚.宽带相控阵天线延迟线分析[J].雷达科学与技术,2012,10(6):668-670.
WEI Chunhai, JIN Mouping, HE Cheng. Analysis of TTD for wideband phased array[J]. Radar Science and Technology, 2012, 10(6): 668-670. (in Chinese)
- [6] Johannsen K G. Scan beam antenna intermodulation improvement due to spatial dispersion[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1987, AES-23(4): 543-557.
- [7] 吴照亮,吴海.相控阵雷达孔径渡越时间的数字补偿方法[J].舰船电子对抗,2014,37(4): 33-36.

- WU Zhaoxian, WU Hai. Digital compensation method of aperture fill time for phased array radar[J]. Shipboard Electronic Countermeasure, 2014, 37(4): 33-36. (in Chinese)
- [8] 吴卫,章文星.宽带数字阵列数字时延技术研究及硬件实现[J].雷达与对抗,2014(2): 30-34.
WU Wei, ZHANG Wenxing. Digital time-delay technology of broadband digit array and its hardware implementation[J]. Radar & ECM, 2014(2): 30-34. (in Chinese)
- [9] Liu H B, Niu Y, Ren X Y, et al. Digital compensation technology of wideband phased array radar based on chirp signal[C]//IET International Radar Conference, 2016: 47-60.
- [10] 李陶,汪学刚,周云,等.大口径宽带数字阵列时域波束形成方法[J].现代雷达,2015,37(6):21-25.
LI Tao, WANG Xuegang, ZHOU Yun, et al. Beamforming methods in time domain for wideband digital array with large aperture[J]. Modern Radar, 2015, 37(6): 21-25. (in Chinese)
- [11] Fakharzadeh M, Jamali S H, Mousavi P, et al. Fast beamforming for mobile satellite receiver phased arrays: theory and experiment[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2009, 57(6): 1645-1654.
- [12] 张光义.相控阵雷达瞬时带宽的几个问题[J].现代雷达,1990,12(4):1-10.
ZHANG Guangyi. Several problems of instantaneous bandwidth of phased array radar [J]. Modern Radar, 1990, 12(4): 1-10. (in Chinese)
- [13] 刘子龙,丁淑娟,孙广俊,等.数字宽带波束形成的仿真与验证[J].中国电子科学研究院学报,2011,6(4):375-378.
LIU Zilong, DING Shujuan, SUN Guangjun, et al. Simulation and test for digital broadband beamforming[J]. Journal of China Academy of Electronics and Information Technology, 2011, 6(4): 375-378. (in Chinese)
- [14] Koshita S, Abe M, Kawamata M. A simple ladder realization of maximally flat allpass fractional delay filters[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2014, 61(3): 203-207.
- [15] Lee J, Huang H C. On the step-size bounds of frequency-domain block lms adaptive filters[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2012, 20(1): 23-26.
- [16] 熊子源,徐振海,张亮,等.阵列雷达最优子阵划分研究[J].雷达科学与技术,2011,9(4):370-377.
XIONG Ziyuan, XU Zhenhai, ZHANG Liang, et al. A Summary of Optimum Sub-Array Partitioning Problem in Array Radar[J]. Radar Science and Technology, 2011, 9(4): 370-377. (in Chinese)

(编辑 詹燕平)