

宽带信号发射波形数字延迟方法研究

明文华, 王月, 张永杭

(中国电子科技集团公司第三十八研究所, 安徽合肥 230088)

摘要: 瞬时大宽带信号用移相法进行波束形成时可能会引起波束指偏和孔径渡越导致的脉压畸形, 一般需用时间延迟线来解决这个问题, 但高精度的射频延迟线工程实现代价很大。本文根据数字阵列雷达和宽带线性调频信号特点, 提出了一种基于数字延迟的发射波束形成方法。首先分析了宽带线性调频信号稳定波束指向的约束条件, 在此基础上提出了一种 DDS 采样时钟延迟 + 同调频斜率扩展波形的延迟的方法。仿真结果表明, 该方法对宽带数字阵列雷达的线性调频信号发射波束指偏能够有效纠正和大大减小孔径渡越, 不增加系统设备量和运算量, 易于工程实现。

关键词: 波束形成; 宽带信号; 发射波形; 数字延迟

中图分类号: TN957 文献标志码: A 文章编号: 1672-2337(2019)06-0695-05

Study on Digital Delay Method for Transmitting Waveform of Wideband Signal

MING Wenhua, WANG Yue, ZHANG Yonghang

(The 38th Research Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Hefei 230088, China)

Abstract: Instant wideband signal may result in beamforming misdirection and pulse compression deformity. This problem often needs time delay line, but high precision time delay line needs high price. A digital delay method for wideband transmitting waveform is presented in this paper based on the characteristics of digital array radar (DAR) and wideband linear frequency modulated (LFM) signal. Firstly the constraints of stable beam directivity of wideband LFM signal are analyzed, then a method of extending waveform based on DDS time delay and extended waveform based on the same modulation frequency ratio is presented. The simulation results show that the method can correct the beam directivity offset of DAR effectively and decrease the aperture fill time greatly. The method is easy for realization and doesn't increase hardware and complexity.

Key words: beamforming; wideband signal; transmitting waveform; digital delay

0 引言

宽带多功能相控阵是现代雷达系统的一个重要的发展方向, 在空间目标监视、弹道导弹防御、对地观测等领域有着广泛的应用需求^[1]。目前, 宽带信号以线性调频信号(LFM)为主, 其实现形式大致可分为两种: 一是以窄带信号综合成宽带信号, 如频率步进技术^[2]; 二是采用瞬时大宽带信号。但对多功能相控阵来说, 时间是稀缺资源, 否则相控阵的优势就失去了意义, 因此窄带信号综合法在很多应用场合会受限。而瞬时大宽带信号

用常规移相波束形成时可能会引起波束指偏和孔径渡越导致的脉压畸形, 一般需用时间延迟线来解决这个问题^[3]。

由于宽带相控阵雷达天线单元数目众多, 通常对延迟线采用子阵形式连接以降低成本和减少复杂性。而常规子阵延迟形式带来的一个突出的问题就是副瓣抬高, 无法做到低副瓣。解决的办法有通过子阵划分算法以减小子阵规模, 或对天线进行不规则布阵, 以及进行子阵重叠等, 这些方法增加了系统复杂度, 且效果有限^[4]。

随着数字技术的飞速发展, 人们开始考虑使用数字技术来代替延迟线。从当前发表的论文来

看,大部分工作都集中在用滤波器(如分数滤波器)^[5]等方法进行数字延迟,当延迟精度要求较高时,则需要较高阶数的滤波器,增加了设备量和运算量。也有人提出将宽带划分为若干个子带的方法,但子带化本身也带来了新的硬件资源消耗^[6]。

数字阵列雷达采用全通道收发 DBF 技术,每个发射支路都用一个单独的 DDS 波形发生器,其波形的幅度、频率、相位都可以程序精确控制。本文根据数字阵列雷达和宽带线性调频信号特点,提出了一种宽带数字阵列雷达发射波形数字延迟的方法,通过同调频斜率波形扩展和 DDS 采样时钟延迟,较好解决了宽带宽角扫描时的波束指偏和孔径渡越问题。仿真结果表明,本方法能够对宽带数字阵列雷达的波束指偏进行有效纠正和大大减小了孔径渡越,不增加系统设备量和运算量,易于工程实现。

1 宽带 LFM 信号发射波束指向稳定的必要条件

以图 1 的 N 个阵元的一维线阵为例,在数字阵列雷达中,每个通道均有一个 DDS 波形发生器产生激励信号,经发射支路到辐射阵元再向空间传播,各阵元发出的射频信号在远区合成波束。

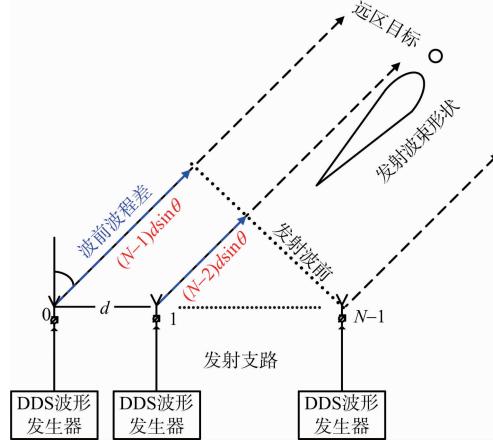


图 1 数字阵列雷达发射波束形成示意图

以宽带线性调频信号为例,假定 DDS 发射出的激励信号可表示为

$$S_{\text{DDS}}(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T_0}\right) e^{j(\pi k t^2 + \varphi_0)}, \quad t \in \left[-\frac{T_0}{2}, \frac{T_0}{2}\right] \quad (1)$$

式中,rect 表示矩形脉冲, T_0 表示脉宽, k 表示调

频斜率, φ_0 表示信号初始相位。

经过上变频和功率放大后的射频信号为

$$S_{\text{RF}}(t) = \text{rect}\left(\frac{t - t_r}{T_0}\right) e^{j[2\pi f_0(t - t_r) + 1/2k(t - t_r)^2] + j\varphi_0} \\ t \in \left[-\frac{T_0}{2} + t_r, \frac{T_0}{2} + t_r\right] \quad (2)$$

式中, t_r 为发射通道延迟。

第 m 个阵元发出的射频信号到达远场目标处可表示为

$$S_m(t, \theta) = \text{rect}\left(\frac{t - t_L}{T_0}\right) e^{j[2\pi f_0(t - t_L) + 1/2k(t - t_L)^2] + j\varphi_0} \\ t \in \left[-\frac{T_0}{2} + t_L, \frac{T_0}{2} + t_L\right] \quad (3)$$

式中, $t_L = \frac{N-1-m}{c}d \sin \theta + \frac{t_{\text{tr}}}{c} + \frac{t_{\text{far}}}{c}$, c 为光速, d 为阵元间距, t_{tr} 为第 m 个通道到阵元发射通道时间延迟, t_{far} 为阵列波前到达远场的时间延迟。

由于在远场可忽略各阵元波程差不同带来的幅度影响,暂时忽略由于各阵元波程差不同引起的脉冲边沿不对齐的影响,仅考虑各阵元脉冲都持续的时刻,因此,经过整理可得

$$S_m(t, \theta) = e^{j[2\pi f_0(t - \frac{N-1-m}{c}d \sin \theta - \frac{t_{\text{tr}}}{c} - \frac{t_{\text{far}}}{c}) + 1/2k(-\frac{N-1-m}{c}d \sin \theta - \frac{t_{\text{tr}}}{c} - \frac{t_{\text{far}}}{c})^2] + j\varphi_0} = \\ e^{j[2\pi f_0(t + 1/2k^2 + f_0(-\frac{N-1-m}{c}d \sin \theta + \frac{t_{\text{tr}}}{c} + \frac{t_{\text{far}}}{c})) + 1/2k(-\frac{N-1-m}{c}d \sin \theta + \frac{t_{\text{tr}}}{c} + \frac{t_{\text{far}}}{c})^2] + j\varphi_0} \quad (4)$$

式中, L 为发射支路长度加上发射波前到达远场目标的距离, φ_0 为发射激励的初相, d 为阵元间距, c 为光速, θ 为任意来波方向。由于公共通道的长度 L 是相同的,因此只需补偿从阵元到发射波前这一段波程差即可,那么第 m 个阵元射频信号可表示为

$$S_m(t, \theta) = e^{j[2\pi f_0(t - \frac{N-1-m}{c}d \sin \theta) + 1/2k(t - \frac{N-1-m}{c}d \sin \theta)^2] + j\varphi_0} \quad (5)$$

在实际工程应用中,相邻阵元波程差非常小,用 DDS 时钟延时的方法不能达到实际应用的补偿精度。如某雷达系统工作频率 3 GHz,阵元间距 0.05 m,当扫描角为 5°时,相邻阵元波程差延时为 0.0145 ns,而 DDS 时钟一般只有几十到几百兆赫兹,延时不过数 ns 而已。

若线阵采用理想延迟线使得波束最大指向为 θ_B ,那么 m # 阵元所接的延迟线延迟时间为 $md \cdot \sin \theta_B / c$,该阵元的射频信号到达发射波前的信号

可表示为

$$S_{m_RF}(t, \theta) = e^{j2\pi f_0 [t - \frac{N-1-m}{c} d \sin\theta - \frac{m \cdot d \sin\theta_B}{c}] + 1/2k(t - \frac{N-1-m}{c} d \sin\theta - \frac{m \cdot d \sin\theta_B}{c})^2} + j\varphi_0 \quad (6)$$

整理得

$$S_{m_RF}(t, \theta) = e^{j2\pi f_0 [t - \frac{N-1}{c} d \sin\theta + \frac{md}{c} (\sin\theta - \sin\theta_B)]} \cdot e^{jk[t - \frac{N-1}{c} d \sin\theta + \frac{md}{c} (\sin\theta - \sin\theta_B)]^2} e^{j\varphi_0} \quad (7)$$

对所有阵元发出的射频信号进行空间合成即形成了发射方向图 $F(t, \theta)$:

$$F(t, \theta) = \left| \sum_{m=0}^{N-1} S_{m_RF}(t, \theta) \right| \quad (8)$$

用 $F(t, \theta_B)$ 对方向图进行归一化得

$$\bar{F}(t, \theta) = \frac{F(t, \theta)}{F(t, \theta_B)} = \frac{1}{N} \left| \sum_{m=0}^{N-1} e^{-j2\pi f_0 (\sin\theta - \sin\theta_B) \frac{N-1-m}{c} d} \cdot e^{-j\pi k (\sin\theta - \sin\theta_B) \frac{N-1-m}{c} d \cdot [2t - \frac{N-1}{c} d (\sin\theta + \sin\theta_B) + \frac{md}{c} (\sin\theta - \sin\theta_B)]} \right| \quad (9)$$

很容易得知,当 $\theta = \theta_B$ 时, $\bar{F}(t, \theta)$ 得到最大值 1。即波束在 θ_B 方向上最大,令 $T_0 = \frac{N-1}{c} \cdot d \sin\theta_B$, 有

$$\max[F(t, \theta)] = F(t, \theta_B) = \left| \sum_{m=0}^{N-1} e^{j2\pi (f_0 (t - T_0) + 1/2k(t - T_0)^2)} \right| - \tau/2 + T_L \leq t \leq \tau/2 + T_L \quad (10)$$

因此可知,宽带条件下要使最大波束指向一直为 θ_B 方向,就是要求各阵元发射的射频信号在脉冲信号持续时间内到达波前(乃至远场)的任意时刻相位相同,能够同相相加得到最大场强。

2 同调频斜率扩展波形和 DDS 采样时钟的延迟方法

图 2 中(a)和(b)是 0# 激励在阵元和波前处的波形,其波前波程差为 $T_{bcc}(0) = (N-1) \cdot d \sin\theta_B / c$, m # 阵元射频信号若和 0 # 阵元射频信号发射时刻相同,则其到达发射波前的波形如图 2 中(c)所示,经历的波前波程差为 $T_{bcc}(m) = (N-1-m) d \sin\theta_B / c$,二者相差 $md \sin\theta_B / c$,从图 2 中(b)和(c)可知,二者在相同时刻的相位并不相同,

因此不能同相相加。如果将 m # 阵元发射时刻较 0 # 阵元发射时刻延时 $M \Delta t$,射频信号到达波前时的波形通过脉内延时后与波形(b)同相,如图 2 中(d)所示。对 LFM 信号来说,其频率就是其相位对时间的导数,如果两个 LFM 脉冲频率任意时刻相同,则其相位同时刻必定相同。LFM 信号的频率变化规律是 $f(t) = f_0 + kt$,因此,当信号进行一段时间 τ 的延时后,其频率变化为

$$f(t-\tau) = f_0 + k(t-\tau) = f_0 + kt - k\tau = f(t) - k\tau \quad (11)$$

因此,从频率上来看,延时 τ 相当于 LFM 信号的起始频率减小了 $k\tau$ (调频斜率不变)。所以,只要将 m # 激励起始频率减小 $k \cdot md \sin\theta_B / c$,就可实现波前处与 0 # 激励相同时刻同相叠加。由于宽带信号的调频斜率 k 很大,这个起始频率减少量通常在几十赫兹到几百赫兹之间,而 DDS 的频率控制精度通常能达到 1 Hz 以下,因而这个要求很容易满足。

如图 2 可知,如果 m # 激励同 0 # 激励同时发射,则到达波前二者时差 $T'_{err}(m) = md \sin\theta_B / c$,这个值在 m 比较大时将引起脉压系数和信号波形有较大失配,造成合成后脉压峰值降低和脉压主瓣展宽,这可通过 DDS 采样时钟的延时来进行调整。

即要求 $0 \leq (N-1)d \sin\theta_B / c - [M \cdot \Delta t + (N-1-m)d \sin\theta_B / c] \leq \Delta t$

整理得

$$\frac{md \sin\theta_B / c}{\Delta t} \geq M \geq \frac{md \sin\theta_B / c}{\Delta t} - 1 \quad (12)$$

$$\text{取 } M = \left\lfloor \frac{md \sin\theta_B / c}{\Delta t} \right\rfloor$$

这样, m # 激励到达波前与 0 # 激励的边沿差为 $T_{err}(m) = md \sin\theta_B / c - M \cdot \Delta t \leq \Delta t$,从而大大减小了孔径渡越时间。

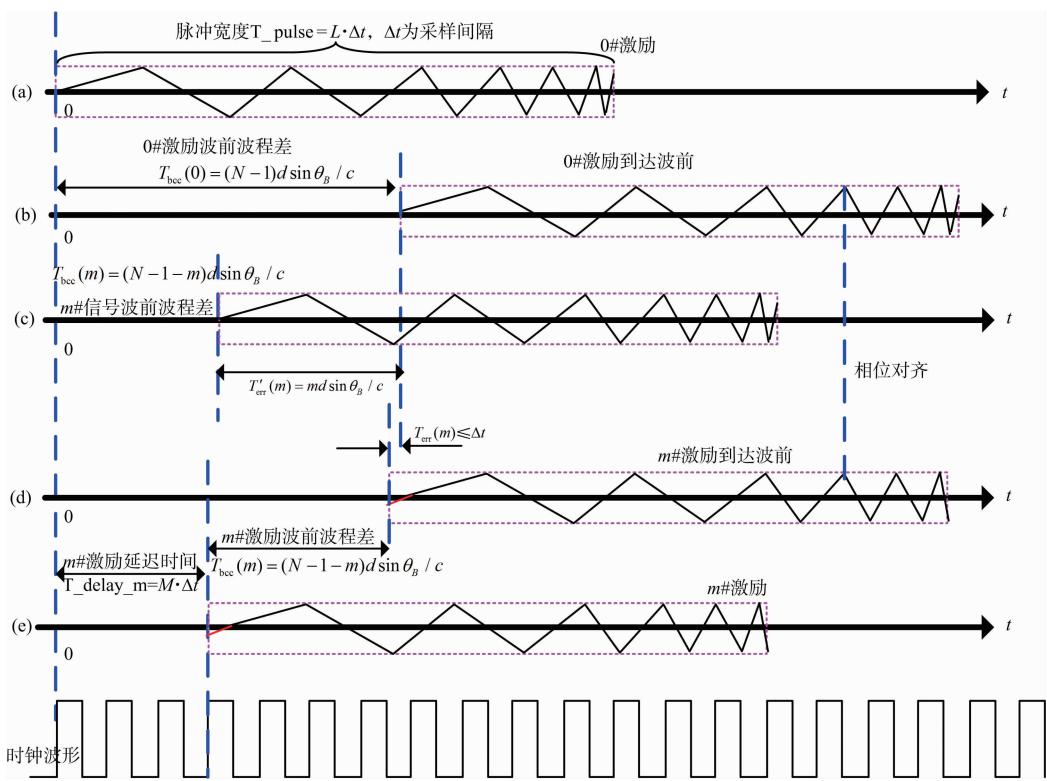
此时各阵元发出的射频信号传播到波前位置可表示为

$$S_{m_RF_Terr}(t, \theta) = e^{j2\pi [f_0 [t - T_{err}(m)] + 1/2k [t - T_{err}(m)]^2]} - \tau/2 - T_{err}(m) \leq t \leq \tau/2 - T_{err}(m) \quad (13)$$

$$F(t, \theta) = \left| \sum_{m=0}^{N-1} S_{m_RF_Terr}(t, \theta) \right| \quad (14)$$

3 仿真过程

为了验证上述方法的正确性,进行以下仿真。



仿真参数如下: 雷达工作中心频率 1 GHz, 瞬时带宽 500 MHz, 脉冲宽度 1 μ s, 阵元数 32 个, 阵元间距 0.15 m, 扫描角 60°, DDS 时钟采样间隔为 5 ns, 仿真数据采样时间间隔为 0.1 ns, 窄带移相法所形成的方向图如图 3(a)所示, 而采用了 DDS 延迟法/DDS 延迟+波形扩展法与理想射频延迟线法所形成的方向图对比如图 3(b)所示。

从图 3(a)可以看到, 当信号带宽较大时, 窄带移相波束形成法形成的方向图明显出现散焦, 即空间色散问题仅靠移相已无法解决。而理想射频延迟线是宽带波束形成最理想的方法, 但工程实

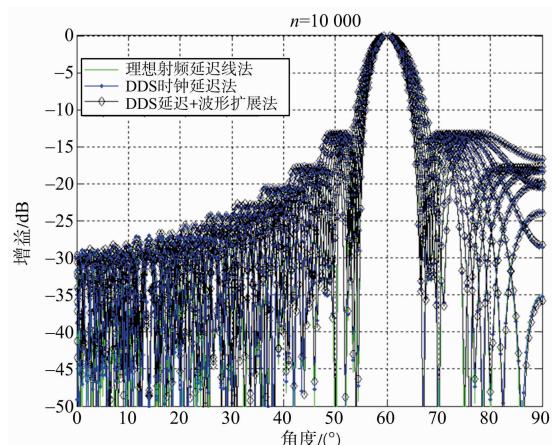
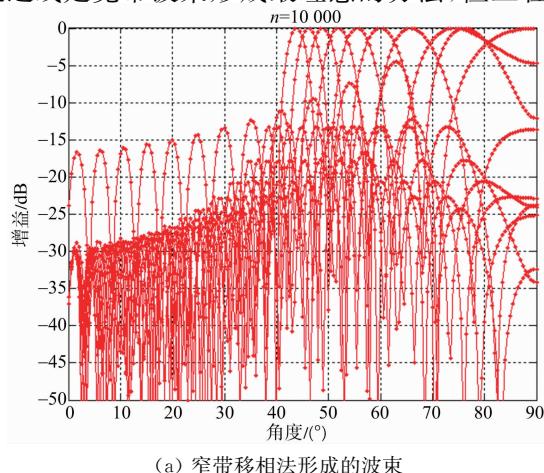
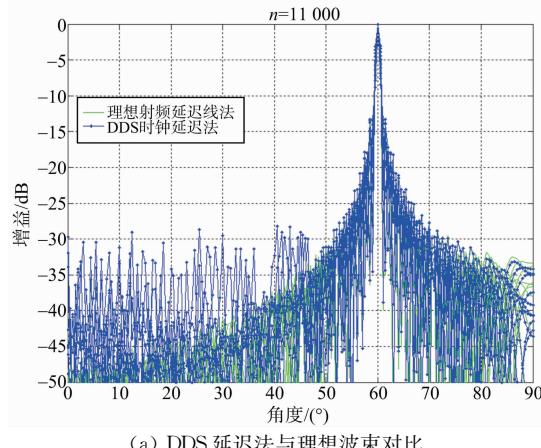


图 3 发射波束形成 4 种方法对比

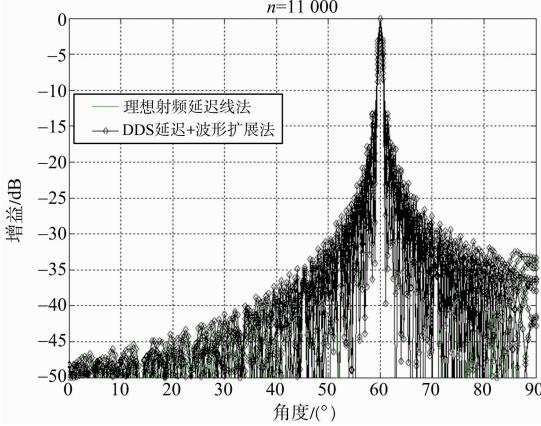
现代代价太大只能作为其他方法的参考。数字阵列雷达仅采用 DDS 时钟延迟在大部分场合已和理想射频延迟线法接近, 取得了较好的波束凝聚效果, 如图 3(b)所示。

但随着天线孔径的增大, DDS 时钟延迟精度不够的影响逐渐凸显, 与理想宽带波束形状差距明显。如将上述仿真参数的天线阵元数增加到 256 个, 仿真结果如图 4 所示。从图中可以看到, 当在 256 阵元的大孔径时, DDS 延迟法形成的宽带波束仍然没有散焦, 但副瓣明显抬高(如图 4(a))

所示),而增加了波形扩展后的波束仍然与理想波束相近(如图4(b)所示)。



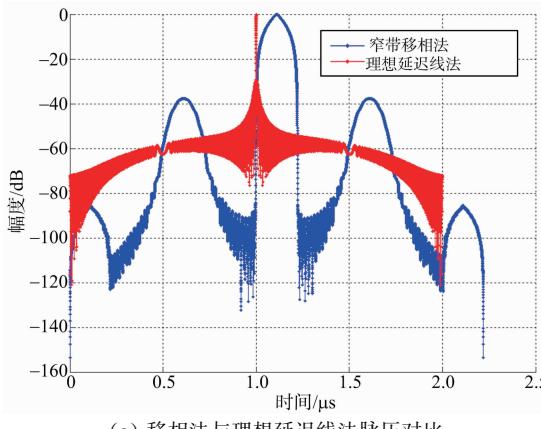
(a) DDS 延迟法与理想波束对比



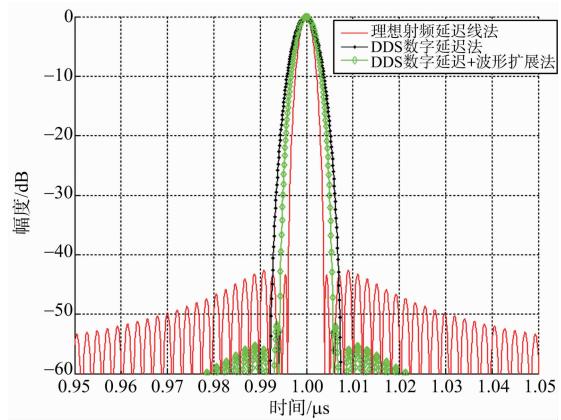
(b) DDS 延迟+波形扩展法与理想波束对比

图4 采用DDS延迟与增加波形扩展形成的方向图

为验证本方法对孔径渡越的改善效果,进行了脉压仿真(加海明窗)。从图5(a)可以看到,仅用窄带移相法对宽带信号采集脉压后会出现主瓣展宽和副瓣抬高。与仅采用DDS延迟法相比,波形扩展法效果与理想延迟线法更为接近,达到了较为理想的脉压校正效果(如图5(b)所示)。



(a) 移相法与理想延迟线法脉压对比



(b) DDS 延迟和波形扩展与理想延迟线法脉压对比

图5 3种延迟方法的脉压结果对比

4 结束语

宽带相控阵雷达发射波束形成如果仅使用移相法会造成波束散焦,其回波脉压也会畸形。最理想的方式是使用精度非常高的射频延迟线,但在工程上使用高精度延迟线会带来体积、重量、成本等诸多问题。数字阵列雷达可以使用DDS时钟延迟来代替射频延迟线,但由于时钟延迟存在精度问题,在大阵面宽带宽角扫描时往往达不到理想效果。本文在仔细研究宽带信号波束合成原理后,提出了基于大带宽线性调频信号的DDS延迟+同调频斜率发射波形扩展法,可作为DDS延迟法的有效补充。

本方法对大阵面宽带宽角扫描造成的波束合成能够进行有效纠正和大大减小了孔径渡越,不增加系统设备量和运算量,易于工程实现。

参考文献:

- [1] 王德纯. 宽带相控阵雷达[M]. 北京: 国防工业出版社, 2010; 24-30.
- [2] 李俊慧, 王洪, 汪学刚, 等. 步进频、脉冲和连续波SAR的对比研究[J]. 雷达科学与技术, 2016, 14(1): 45-53.
LI Junhui, WANG Hong, WANG Xuegang, et al. Comparative Study on Stepped Frequency, Pulsed and Continuous Wave SARs[J]. Radar Science and Technology, 2016, 14(1): 45-53. (in Chinese)
- [3] 廖明. 色散延迟线在相控阵中的应用研究[D]. 南京: 南京理工大学, 2016; 2-3.

(下转第 704 页)