

宽带相控阵雷达 Stretch 处理孔径渡越时间数字补偿技术

文树梁^{1,2}, 袁 起¹, 毛二可¹, 何佩琨¹

(1. 北京理工大学电子工程系, 北京 100081; 2 航天科工集团二院二十三所, 北京 100854)

摘 要: 本文分析了宽带相控阵雷达采用线性调频(LFM)信号时孔径渡越时间对波束指向的影响, 给出了经典的时间延时单元(TDU)补偿方法, 针对用线性调频信号 Stretch 处理特点, 提出了采用全数字方法实现孔径渡越时间补偿的方法, 实验与模拟结果表明本文提出的方法是有效的。

关键词: 宽带雷达; 相控阵; 孔径渡越时间; Stretch 处理; 数字补偿

中图分类号: TN958. 92 文献标识码: A 文章编号: 0372-2112(2005)06-0961-04

Digital Compensation Technique of Aperture Fill Time for Wideband Phased Array Radar Stretch Processing

WEN Shu-liang^{1,2}, YUAN Qi¹, MAO Er-ke¹, HE Pei-kun¹

(1. Department of Electronics Engineering, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China;

2. No 23 Institute of the Second Academy, CASIC, Beijing 100854, China)

Abstract: This paper analyzes the beam direction squint caused by aperture fill time when linear frequency modulated(LFM) signal is used in wideband phased array radar, and classical method of using time delay units(TDU) is also given. According to the characteristic of LFM Stretch processing, digital compensation method of aperture fill time is established. Experiment and simulation results demonstrate that the method is effective.

Key words: wideband radar; phased array; aperture fill time; stretch processing; digital compensation

1 引言

雷达目标成像一直是近年来最活跃的研究领域,也是继雷达对目标检测与跟踪后的又一重大功能要求,雷达成像的最终目的是完成目标的成像识别,在未来的弹道导弹防御(BMD)系统中有着重要的应用,发展具有多功能多目标探测能力相控阵雷达是成像雷达发展的主要方向。

雷达为获得高距离分辨率,必须采用大带宽,为获得高的角度分辨率,须采用大的天线口径,而相控阵在波束扫描时本身存在有限带宽问题,在大带宽波束扫描时会引起波束的偏移,为消除天线波束随频率的跑动,经典的方法是将天线阵分成若干个子阵,子阵内采用移相器进行波束控制,而子阵之间采用实际的时间延时单元,近年来随着宽带相控阵雷达的工程化,光纤延时线、采用聚酰亚胺波导的光学延时线等实现延时方法的研究方兴未艾,这些延时线的研究为宽带相控阵雷达工程化奠定了基础。但是实际研制的延时线价格比较昂贵,尺寸大,承受的功率有限,温度特性差,有限位数造成的量化误差使输出信噪比下降与距离像偏移,影响成像质量,因此寻找数字方法实现孔径渡越时间的补偿一直是雷达设计者追求的目标。

本文先分析了大带宽平面天线在波束扫描时波束的偏移,给出了经典子阵延时线波束控制方法,根据线性调频信号 Stretch 处理^[1]特点,提出了数字实现孔径渡越时间补偿的

方法,实验与模拟结果表明本文提出的方法是有效的。

2 宽带相控阵雷达孔径渡越时间与补偿

宽带相控阵雷达具有“可调谐”的带宽^[2],当所有的单元采用等长度线并联馈电时,则它们的激励与频率无关,限制宽带相控阵带宽主要由孔径上相位特征引起,下面分析宽带平面相控阵雷达的孔径效应,并提出孔径渡越时间经典的补偿方法。

2.1 宽带相控阵雷达孔径效应

平面相控阵雷达一般在正弦空间中进行角度回路闭合,定义阵面中心为相位零点,平面阵采用方形排列,在水平 X 方向上有 M 个阵元,单元间距为 d_x ,垂直 Y 方向上有 N 个阵元,单元间距为 d_y ,任一单元 (m, n) 的坐标 (x_{mn}, y_{mn}) 为 $((m - 0.5)d_x, (n - 0.5)d_y)$, $m, n \neq 0$ 且 $m = -\frac{M}{2} + 1, \dots, -1, 0, 1, \dots, \frac{M}{2}, n = -\frac{N}{2} + 1, \dots, -1, 0, 1, \dots, \frac{N}{2}$ 。如目标的距离为 R,则空间中任一波束指向 $(\sin A, \sin E)$ 与阵面坐标系中坐标 (X, Y, Z) 关系有 $\sin A = \frac{X}{R}, \sin E = \frac{Y}{R}$ 。移相器提供的相移为 $(\sin A_0, \sin E_0)$,且不随频率变化,此时平面相控阵的随频率变化的方向图为

$$F(f, A, E) = \sum_{m=-\frac{M}{2}+1}^{\frac{M}{2}} \exp \left[j \frac{2\pi(m-0.5)d_x}{c} (f \sin A - f_0 \sin A_0) \right]$$

$$\begin{aligned}
 & \sum_{n=-\frac{N}{2}+1}^{\frac{N}{2}} \exp \left[j \frac{2\pi(n-0.5)d_Y}{c} (f \sin E - f_0 \sin E_0) \right] \\
 &= \frac{\sin \left[\frac{\pi d_X M}{c} (f \sin A - f_0 \sin A_0) \right]}{\sin \left[\frac{\pi d_X}{c} (f \sin A - f_0 \sin A_0) \right]} \cdot \frac{\sin \left[\frac{\pi d_Y N}{c} (f \sin E - f_0 \sin E_0) \right]}{\sin \left[\frac{\pi d_Y}{c} (f \sin E - f_0 \sin E_0) \right]} \quad (1)
 \end{aligned}$$

式中 c 为光速, 可见当信号的频率变化时, 天线的波束指向会发生变化, 此时有 $f \sin A = f_0 \sin A_0, f \sin E = f_0 \sin E_0$ (2)

当频率改变为 $f = f_0 + \Delta f$ 时, 此时角度偏移量 $\Delta A = A - A_0, \Delta E = E - E_0$ 近似有如下关系

$$\Delta A = -\frac{\Delta f}{f} \operatorname{tg} A_0, \Delta E = -\frac{\Delta f}{f} \operatorname{tg} E_0 \quad (3)$$

上式即为著名的相控阵天线孔径效应引起的波束偏移

公式, 利用天线法线方向的波束宽度近似为 $\theta_{A0} = \frac{\lambda}{L_A}, \theta_{E0} = \frac{\lambda}{L_E}$, 定义两个方向的孔径渡越时间分别为 $T_A = \frac{L_A \sin A_0}{c}, T_E = \frac{L_E \sin E_0}{c}$, 并根据扫描在 (A_0, E_0) 时的天线波束宽度为 $\left(\frac{\theta_{A0}}{\cos A_0}, \frac{\theta_{E0}}{\cos E_0} \right)$, 则在信号带宽 B 内天线在 X, Y 轴方向跑过的

的天线波束宽度为 $m_A = \frac{\Delta A}{\theta_A} = BT_A, m_E = \frac{\Delta E}{\theta_E} = BT_E$ (4)

可见当信号频率发生变化时天线波束将发生跑动, 在 X, Y 轴两个方向的波束跑动的波束宽度近似为天线带宽与孔径渡越时间的乘积, 回波信号幅度将受到天线波束形状调制, 影响成像效果。

2.2 孔径渡越时间的经典补偿方法

孔径渡越时间的补偿是将天线分成若干个子阵, 子阵内采用相位波束控制^[3,4], 而子阵之间采用时间延时单元补偿, 其结构如图 1 所示。

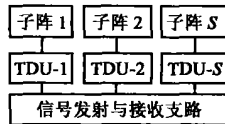


图 1 孔径渡越时间的补偿

设第 s 个子阵的中心相对整个阵面中心 O 的坐标 (x_0s, y_0s) , 子阵 s 中包含的单元数为 K_s , 子阵 s 中第 i 个单元相对于该子阵中心的坐标为 (x_s^i, y_s^i) , 则天线方向图为

$$\begin{aligned}
 & F(f, A, E) \\
 &= \sum_{s=1}^S \exp \left\{ j \frac{2\pi f}{c} [(\sin A - \sin A_0) x_0s + (\sin E - \sin E_0) y_0s] \right\} \\
 & \quad \sum_{i=1}^{K_s} \exp \left\{ j \frac{2\pi}{c} [(f \sin A - f_0 \sin A_0) x_s^i + (f \sin E - f_0 \sin E_0) y_s^i] \right\} \quad (5)
 \end{aligned}$$

在实际工作中, 子阵内的波束扫描是靠移相器完成的, 子阵之间是通过时间延时来实现, 在第 s 个子阵中第 i 个单元的移相量为 $\frac{2\pi f_0}{c} (\sin A_0 x_s^i + \sin E_0 y_s^i)$, 第 s 个子阵的时间延

时量为 $\tau_{s,} = \frac{\sin A_0 x_0s + \sin E_0 y_0s}{c}$ (6)

子阵之间通过时间延时控制后, 波束的偏移主要由子阵孔径渡越时间确定, 因此极大地减少了整个阵面对孔径渡越时间影响。

3 孔径渡越时间的数字补偿技术

宽带相控阵雷达为进行远距离目标的探测, 通常采用线性调频信号, 为减低 A/D 采样速率的要求, 宽带线性调频信号通常 Stretch 处理, 下面先推导宽带线性调频信号经过宽带相控阵天线的数学模型, 并针对高频端合成的有限电扫描宽带相控阵与多通道固态宽带相控阵两种雷达提出了数字补偿方法。

3.1 有限电扫描时 Stretch 处理数字补偿

归一化宽带线性调频信号的形式为:

$$s(t) = \operatorname{rect} \left[\frac{t}{T} \right] e^{j \left\{ 2\pi \left(f_0 t + \frac{1}{2} u^2 \right) + \phi_0 \right\}}, t \in \left[-\frac{T}{2}, \frac{T}{2} \right] \quad (7)$$

式中 f_0 为信号的中心频率, u 为线性调频斜率, T 为信号时宽, ϕ_0 为信号的初相, 定义信号的带宽 $B = uT$, 函数 rect 为 $\operatorname{rect}(x) = \begin{cases} 1, & |x| \leq \frac{1}{2} \\ 0, & \text{其它} \end{cases}$, 信号相位为 $\varphi(t) = 2\pi \left(f_0 t + \frac{1}{2} u^2 t^2 \right) + \phi_0$ 。

如目标距离像形成的帧周期为 T_r (在相控阵多目标情况下 T_r 通常为雷达脉冲重复周期的整数倍), 定义快时间为 $\tilde{t} = t - lT_r$, 则理想的雷达发射信号为:

$$\begin{aligned}
 s_x(\tilde{t}, l) &= \operatorname{rect} \left[\frac{\tilde{t}}{T} \right] \exp \left\{ j \left[2\pi \left(f_0 l T_r + \frac{u^2 \tilde{t}^2}{2} \right) + \phi_0 \right] \right\} \\
 &= \operatorname{rect} \left[\frac{\tilde{t}}{T} \right] \exp \left\{ j \left[2\pi \left(f_0 l T_r + f_0 \tilde{t} + \frac{u^2 \tilde{t}^2}{2} \right) + \phi_0 \right] \right\} \quad (8)
 \end{aligned}$$

发射信号经过天线各单元配相, 在目标方向形成的发射信号为:

$$\begin{aligned}
 s_T(\tilde{t}, l) &= \sum_{m=-\frac{M}{2}}^{\frac{M}{2}} \sum_{n=-\frac{N}{2}+1}^{\frac{N}{2}} s_x(\tilde{t} - \tau_{m,n}, l) \exp(j2\pi f_0 \tau_{m,n}) \\
 &= s_x(\tilde{t}, l) H_1(\tilde{t}) \\
 &= s_x(\tilde{t}, l) \sum_{m=-\frac{M}{2}}^{\frac{M}{2}} \sum_{n=-\frac{N}{2}+1}^{\frac{N}{2}} \exp \left[j2\pi \left(-u\tau_{m,n} \tilde{t} + \frac{1}{2} u^2 \tau_{m,n}^2 \right) \right] \quad (9)
 \end{aligned}$$

式中 $H_1(\tilde{t}) = \sum_{m=-\frac{M}{2}}^{\frac{M}{2}} \sum_{n=-\frac{N}{2}+1}^{\frac{N}{2}} \exp \left[j2\pi \left(-u\tau_{m,n} \tilde{t} + \frac{1}{2} u^2 \tau_{m,n}^2 \right) \right]$,

第 (m, n) 单元的时间延时为 $\tau_{m,n} = \frac{x_{mn} \sin A_0 + y_{mn} \sin E_0}{c}$, 当相

控阵雷达有限扫描时, $\tau_{m,n}$ 值不大时, 式 (9) 中 $\frac{1}{2} u^2 \tau_{m,n}^2$ 项可以忽略, 则

$$\begin{aligned}
 s_T(\tilde{t}, l) &= s_x(\tilde{t}, l) H_1(\tilde{t}) \\
 &= s_x(\tilde{t}, l) \frac{\sin \left[\frac{\pi u M d_X \sin A_0 \tilde{t}}{c} \right]}{\sin \left[\frac{\pi u d_X \sin A_0 \tilde{t}}{c} \right]} \frac{\sin \left[\frac{\pi u N d_Y \sin E_0 \tilde{t}}{c} \right]}{\sin \left[\frac{\pi u d_Y \sin E_0 \tilde{t}}{c} \right]} \quad (10)
 \end{aligned}$$

第 l 帧第 i 个回波信号达到阵面中心信号为:

$$s_r^i(\tilde{t}, l) = \sigma_s s_T(\tilde{t} - \tau_i^l, l) = \sigma_s s_x(\tilde{t} - \tau_i^l, l) H_1(\tilde{t} - \tau_i^l) \quad (11)$$

τ_i^l 为该散射点的延时, σ_i 为该散射点的回波强度, 经移相器相位补偿后合成的雷达输出为:

$$s_r(\tilde{t}, l) = \sum_{m'=-\frac{M}{2}}^{\frac{M}{2}} \sum_{n'=-\frac{N}{2}+1}^{\frac{N}{2}} s_r^o(\tilde{t}-\tau_{m'n'}, l) \exp(j2\pi f_0 \tau_{m'n'})$$

$$= \sigma_{s_x}(\tilde{t}-\tau_i^l) \sum_{m'=-\frac{M}{2}}^{\frac{M}{2}} \sum_{n'=-\frac{N}{2}+1}^{\frac{N}{2}} H_1(\tilde{t}-\tau_i^l-\tau_{m'n'}) \cdot \exp\left\{-j2\pi u\left[(\tilde{t}-\tau_i^l)\tau_{m'n'}\right]\right\} \exp(j\pi u^2 \tau_{m'n'}) \quad (12)$$

同样当 $\tau_{m'n'}$ 值不大时, 式(12)中 $\exp(j\pi u^2 \tau_{m'n'})$ 项可以忽略, 由于 $H_1()$ 为慢调制函数, 则

$$s_r(\tilde{t}, l) \approx \sigma_{s_x}(\tilde{t}-\tau_i^l) \left\{ \frac{\sin\left[\frac{\pi u M d_x \sin A_0 (\tilde{t}-\tau_i^l)}{c}\right]}{\sin\left[\frac{\pi u d_x \sin A_0 (\tilde{t}-\tau_i^l)}{c}\right]} \right\}^2 \left\{ \frac{\sin\left[\frac{\pi u N d_y \sin E_0 (\tilde{t}-\tau_i^l)}{c}\right]}{\sin\left[\frac{\pi u d_y \sin E_0 (\tilde{t}-\tau_i^l)}{c}\right]} \right\}^2 \quad (13)$$

宽带线性调频信号利用窄带雷达对该目标中心距离的跟踪, 引导触发雷达一本振产生去斜本振的信号, 去斜后经过傅立叶变换得到目标的高分辨距离像, 该本振信号为:

$$s_{\text{ref}}(\tilde{t}, l) = \text{rect}\left[\frac{\tilde{t}-\tau_l}{T_{\text{ref}}}\right] \exp\{j2\pi[f_0 T_r + f_0(\tilde{t}-\tau_l)] + \frac{u}{2}(\tilde{t}-\tau_l)^2 + j\phi_0\} \quad (14)$$

其中 τ_l 为第 l 帧本振信号的时间延时, T_{ref} 为本振信号宽度, 一般比信号时宽宽, 以保证分布目标散射点回波全部去斜处理. 经过对信号全去斜处理, 并将输出变成以 $\tilde{t}-\tau_l$ 为变量的表达式, 可将输出信号表示为:

$$s_{i0}(\tilde{t}, l) = s_r(\tilde{t}, l) s_{\text{ref}}^*(\tilde{t}, l) = \sigma_i \text{rect}\left[\frac{(\tilde{t}-\tau_l-\Delta\tau_i^l)}{T}\right] \exp\left\{-j2\pi\left[u\Delta\tau_i^l(\tilde{t}-\tau_l) + f_0\Delta\tau_i^l - \frac{u}{2}(\Delta\tau_i^l)^2\right]\right\} \left\{ \frac{\sin\left[\frac{\pi u M d_x \sin A_0 (\tilde{t}-\tau_l-\Delta\tau_i^l)}{c}\right]}{\sin\left[\frac{\pi u d_x \sin A_0 (\tilde{t}-\tau_l-\Delta\tau_i^l)}{c}\right]} \right\}^2 \left\{ \frac{\sin\left[\frac{\pi u N d_y \sin E_0 (\tilde{t}-\tau_l-\Delta\tau_i^l)}{c}\right]}{\sin\left[\frac{\pi u d_y \sin E_0 (\tilde{t}-\tau_l-\Delta\tau_i^l)}{c}\right]} \right\}^2 \quad (15)$$

式中 $\Delta\tau_i^l = \tau_i^l - \tau_l = \frac{2\Delta R_i^l}{c}$ 为散射点相对去斜中心点的延时. 对上式进行傅立叶变换输出后的幅度值即为目标距离像, 在无误差情况下是一 $\text{sinc}()$ 函数, 峰值反映散射点与参考点间的距离, 但由于相控阵天线的扫描, 对目标的回波进行了加权, 造成天线的有效带宽减少, 使目标的距离像主瓣加宽, 影响了成像效果, 因此有必要在天线扫描情况下对回波进行补偿. 在有限扫描的高频合成相控阵雷达, 可对回波作如下补偿

$$h(\tilde{t}, l) = \text{rect}\left[\frac{(\tilde{t}-\tau_i^l)}{T}\right] \left\{ \frac{\sin\left[\frac{\pi u d_x \sin A_0 (\tilde{t}-\tau_l-\Delta\tau_i^l)}{c}\right]}{\sin\left[\frac{\pi u M d_x \sin A_0 (\tilde{t}-\tau_l-\Delta\tau_i^l)}{c}\right]} \right\}^2$$

$$\left\{ \frac{\sin\left[\frac{\pi u d_y \sin E_0 (\tilde{t}-\tau_l-\Delta\tau_i^l)}{c}\right]}{\sin\left[\frac{\pi u N d_y \sin E_0 (\tilde{t}-\tau_l-\Delta\tau_i^l)}{c}\right]} \right\}^2 \quad (16)$$

为保证能对信号进行幅度补偿, $h(\tilde{t}, l)$ 的分母不能为 0, 因此必须满足 $T_{AB} \leq 2, T_{EB} \leq 2$. 如天线为方阵, 方位与俯仰的法线波束宽度近似为 $\theta_{A0} = \frac{\lambda}{L_A}, \theta_{E0} = \frac{\lambda}{L_E}$. 根据 $T_A = \frac{L_A \sin A_0}{c}, T_E = \frac{L_E \sin E_0}{c}$ 与 $c = \lambda f_0$, 则满足式(16)条件的方位角为:

$$\sin A_0 \leq \frac{2\theta_{A0}}{\eta}, \sin E_0 \leq \frac{2\theta_{E0}}{\eta} \quad (17)$$

式中 $\eta = \frac{B}{f_0}$ 为相对带宽, 以波束宽度为 1° , 相对带宽为 10% 的宽带相控阵雷达来说, 可利用数字域进行孔径时间补偿的扫描区域为 $20^\circ \times 20^\circ$. 在有限扫描的相控阵雷达下, 该区域足可满足要求.

3.2 固态相控阵雷达多通道接收数字补偿

在固态相控阵雷达下, 发射通道与接收通道可采用相同的技术进行数字化补偿处理, 因此下面的讨论主要针对接收通道的数字补偿处理, 设有 S 个通道的子阵, 第 l 帧第 i 个回波信号达到阵面中心信号为 $s_r^o(\tilde{t}, l)$, 忽略子阵内波束对信号的影响, 则第 s 个通道接收的目标回波 $s_r^s(\tilde{t}, l)$ 为:

$$s_r^s(\tilde{t}, l) = s_r^o(\tilde{t} + \tau_s, l) \quad (18)$$

其中 τ_s 见式(6), 如在发射通道也进行了阵元延迟补偿, 则 $s_r^o(\tilde{t}, l) = s_x^o(\tilde{t} - \tau_{is}^l, l)$, 与 $s_{\text{ref}}(\tilde{t}, l)$ 去斜后为:

$$s_{i0}^s(\tilde{t}, l) = s_r^s(\tilde{t} + \tau_s, l) s_{\text{ref}}^*(\tilde{t}, l) = \sigma_i \text{rect}\left[\frac{(\tilde{t}-\tau_l-\Delta\tau_i^l-\tau_s)}{T}\right] \exp\left\{-j2\pi\left[u(\Delta\tau_i^l-\tau_s)(\tilde{t}-\tau_l) + f_0(\Delta\tau_i^l-\tau_s) - \frac{u}{2}(\Delta\tau_i^l-\tau_s)^2\right]\right\} \quad (19)$$

为消除通道 s 的延时影响, 可对输出信号 $s_{i0}^s(\tilde{t}, l)$ 作补偿, 补偿函数 $H_1(\tilde{t}, l)$

$$H_1(\tilde{t}, l) = s_{\text{ref}}(\tilde{t}, l) s_{\text{ref}}^*(\tilde{t} + \tau_s, l) = \exp\left\{-j2\pi\left[f_0\tau_s + u\tau_s\tilde{t} + \frac{u}{2}\tau_s^2\right]\right\} \quad (20)$$

则经过 $H_1(\tilde{t}, l)$ 补偿后的信号为:

$$s_{i0}^{s1}(\tilde{t}, l) = s_{i0}^s(\tilde{t}, l) H_1(\tilde{t}, l) = \sigma_i \text{rect}\left[\frac{(\tilde{t}-\tau_l-\Delta\tau_i^l-\tau_s)}{T}\right] \exp\left\{-j2\pi\left[u\Delta\tau_i^l(\tilde{t}-\tau_l) + f_0\Delta\tau_i^l - \frac{u}{2}(\Delta\tau_i^l)^2 + u\Delta\tau_i^l\tau_s\right]\right\} \quad (21)$$

对式(21)作傅立叶变换得到的目标距离像为:

$$s_{i0}^{s1}(f, l) = \sigma_i T \text{sinc}(T(f + u\Delta\tau_i^l)) \exp\left\{-j2\pi\left[(f + f_0)\Delta\tau_i^l + \frac{u}{2}(\Delta\tau_i^l)^2 - f\tau_s\right]\right\} \quad (22)$$

可见式(22)中仅包含相位 $\exp(j2\pi f\tau_s)$, 因此对各通道的目标距离像进行补偿, 补偿函数 $H_2(\tilde{t}, l)$

$$H_2(f, l) = \exp(-j2\pi f\tau_s) \quad (23)$$

补偿后的信号输出为:

$$s_{\Delta}^2(f, l) = \sigma_i T \sin\left(T(f + u \Delta \tau_i^l)\right) \exp \left\{ -j2\pi \left[(f + f_0) \Delta \tau_i^l + \frac{u}{2} (\Delta \tau_i^l)^2 \right] \right\} \quad (24)$$

至此,由孔径渡越时间得到的各通道延时已全部补偿,将各通道的距离像相加可获得合成的距离像输出,整个系统的处理框图如图 2 所示.

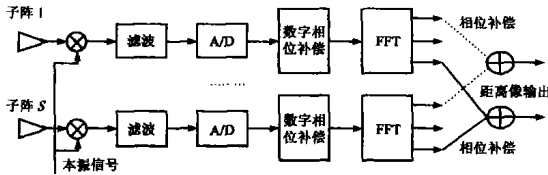


图 2 固态相控阵多通道雷达孔径渡越时间数字补偿

发射波束的时间延时是接收波束的逆过程,可采用同样的方法,在此不再赘述.当然如在系统中每个通道采用数字宽带产生,则可直接控制延时^[5,6]产生每个子阵的发射信号.

4 实验与仿真结果

为验证本文提出有限电扫描雷达数字孔径渡越时间补偿的正确性,本文利用某 C 波段相控阵天线改装成的线阵进行实验,相控阵天线经改造后形成 8 个子阵,天线口径为 2.4 米,信号时宽为 500ms,带宽为 500MHz,脉冲重复频率为 0.5Hz,采样频率为 10kHz,对所采样的 5000 个数据进行目标成像,天线扫描在 30° 和 0° (虚线) 时目标的一维距离像如图 3 所示,可见在 30° 时目标的距离像已加宽.采用有限电扫描宽带雷达的方法补偿,得到天线在扫描 30° 时补偿前、后 (虚线) 的主瓣宽度如图 4 所示,可见通过数字补偿后,目标距离像得到了理想的分辨率 (加权后 0.4m),与理想情况一样.

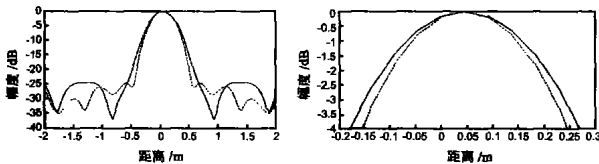


图 3 0°与30°目标时距离像

图 4 30°方向孔径补偿后的主瓣宽度

为验证本文提出的多通道孔径渡越时间数字补偿技术,下面进行数字仿真,令天线为线阵,工作频率为 5500MHz,信号带宽为 500MHz,信号时宽为 300μs,天线单元间距为 2.88cm,单元数目为 174 个,长度为 5 米,天线扫描范围 ±60°,天线共分为 12 个子阵,子阵的中心分别为 (±0.17, ±0.515, ±0.88, ±1.28, ±1.725, ±2.23) 米,在天线扫描到 60° 时的全去斜处理直接合成后 (多通道用中心频率配相补偿) 的输出如图 5 所示,由于天线扫描,使信号的分辨率下降,经过数字补偿后的目标距离像如图 6 所示,可见有效地对孔径渡越时

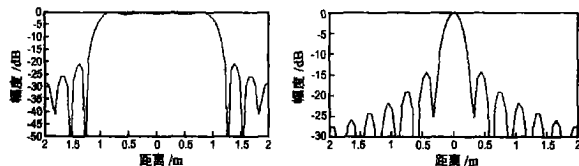


图 5 扫描 60° 时目标距离像直接输出

图 6 数字补偿后的目标距离像

间进行了补偿,补偿后距离像与理想的目标距离像完全一样.

5 结束语

大孔径宽带相控阵雷达在扫描时存在“带宽”问题,这也是宽带相控阵雷达在工程中应用必须解决的问题,本文利用宽带相控阵雷达成像采用 Stretch 处理成像的特点,对有限电扫描与多通道固态相控阵雷达这两种常用的宽带相控阵雷达形式提出了数字实现孔径渡越时间补偿的方法,实验与模拟结果表明本文提出的方法是有效的.本文的方法对宽带雷达孔径渡越时间补偿工程实现具有较大参考价值.

参考文献:

[1] Caputi W J. Stretch: A time transformation technique[J]. IEEE Trans, 1971, AES 7(2): 269- 278.

[2] Frank J. Bandwidth criteria for phased array antennas[A]. Phased Array Antennas[C]. Boston, London: Artech House, 1972. 243- 252.

[3] Hoffman J B, Galebach B L, Johnson K R. Array wide instantaneous bandwidth capability from using a distributed architecture approach [A]. IEEE Int Symp Phased Array Syst. & Technology [C]. Naval Warfare Center, USA: Conference Publication, 1996. 135- 140.

[4] Howard R, Corey L, Williams S. The relationships between dispersion loss, side lobe levels, and bandwidth in wideband radars with subarrayed antennas[A]. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium Digest [C]. Syracuse, New York: Conference Publication, 1988. 184- 187.

[5] Daniel J R. Improved wideband time delay beam- steering[A]. IEEE Conference Record of the 35th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers[C]. Lexington, MA, USA: Conference Publication, 2001. 1385- 1390.

[6] Caldwell S P, Driscoll M M, Foley W S, et al. Recent advances in exciter and waveform generator technologies at westinghouse[A]. IEEE National Radar Conference Proceedings[C]. Baltimore, MD, USA: Conference Publication, 1993. 40- 45.

作者简介:



文树梁 男, 1971 年 12 月出生于湖南省隆回县, 1992 年毕业于南京航空航天大学电子工程系, 1997 年在航天二院获信号与信息处理硕士学位. 现为北京理工大学电子工程系博士生, 航天科工集团二院二十三所高工、硕士生导师、雷达系统总体部副主任, 曾获部科技进步奖 1 项, 在国内外发表学术论文 20 余篇, 主要研究方向为雷达系统与雷达信号处理. E-mail: wenshul@sina.com.



袁起 男, 1937 年 8 月出生于江苏省泰州市, 1964 年毕业于哈尔滨军事工程学院导弹工程系, 现为航天科工集团二院科技委副主任、研究员、博士生导师, 北京理工大学兼职教授, 曾获国家科技进步特等奖等奖项四次, 目前主要从事雷达与制导方面的研究工作.