

## 宽带相控阵雷达数字波束形成及干扰置零方法

曹运合 张焕颖 张守宏 刘 峥

(西安电子科技大学雷达信号处理重点实验室 西安 710071)

**摘要:** 宽带相控阵波束形成通常使用模拟延时线,但量化误差及硬件的高代价阻碍了它的应用。该文在基于子阵和发射为线性调频信号的前提下,提出一种宽带子阵数字波束形成方法。该方法首先对接收信号拉伸处理和低通滤波,然后在子阵间加权实现宽带子阵数字波束形成。低通滤波后的数字采样和信号处理均可在低的速率下进行,大大降低了运算量且容易实现。此外,宽带干扰的存在会严重影响一维距离像的性能,为了抑制宽带强干扰信号,在上述数字波束形成的基础上,提出了一种宽带干扰置零方法。该方法在强宽带干扰功率的情况下仍可很好地工作。最后,对测距误差和子阵栅瓣的影响进行分析并仿真证实了该方法的有效性。

**关键词:** 相控阵雷达; 宽带; 数字波束形成; 拉伸处理; 宽带干扰

中图分类号: TN958.92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)02-0365-05

## Digital Beamforming and Jammer Nulling Method for Wideband Phased Array Radar

Cao Yun-he Zhang Huan-ying Zhang Shou-hong Liu Zheng

(National Lab. of Radar Signal Processing, Xidian Univ., Xi'an 710071, China)

**Abstract:** Analog Time Delay Units (TDUs) are usually used for wideband phased array beamforming, but quantization error and high cost restrict its applications. This paper presents a new wideband digital beamforming method using subarrays and Linear Frequency Modulation (LFM) signal. The algorithm implements stretch processing and narrowband filtering, and achieves digital beamforming by weighting inter-subarrays. Lowpass filtering limits the bandwidth of signal prior to digitization and signal processing, reducing the required speed of subsequent digitization and the computing burden. Furthermore, the presence of wideband interference will degrade performance of one dimension profile. In order to suppress the wideband interference, a new wideband jammer nulling algorithm is proposed based on digital beamforming above. The methods can work well in the case of strong interferences. Finally, influences of distance error and grating-lobe are analyzed and computer simulations demonstrate the effectiveness of the proposed method.

**Key words:** Phased array radar; Wideband; Digital beamforming; Stretch processing; Wideband interference

### 1 引言

随着雷达技术的发展,对雷达的要求已不仅仅局限于目标的探测,即雷达的位置参数:距离、速度、角度等,还要给出目标的属性和目标的细微特征,例如目标大小,形状和更加精确的目标位置参数,即要求雷达具有目标识别、分类和成像功能。这就需要采用宽带信号来实现对目标的距离高分辨。另外,相控阵雷达具有灵活控制的波束、高的信号增益、强的干扰抑制能力及角度高分辨等优点而被广泛使用。宽带相控阵雷达结合宽带雷达和相控阵雷达的优点,进一步增强了雷达的功能。采用宽带信号的多功能相控阵雷达将是现代雷达发展的一个重要方向。

宽带相控阵雷达的主要技术难点在于波束形成方法。现有的宽带波束形成方法有:基于时域多抽头延时<sup>[1-3]</sup>的Frost类方法,在宽带信号条件下,该方法需要较多的延时单元,

运算量较大、成本昂贵;另一种方法是基于DFT的频域波束形成方法<sup>[4]</sup>,即先对各个阵元的接收信号进行傅里叶变换,把宽带变成许多窄带,然后对各个频带信号按窄带信号处理进行波束形成;另外,还有基于子带技术<sup>[5,6]</sup>的宽带波束形成方法以及基于频率不变量<sup>[7,8]</sup>的波束形成技术;现在主要采用的方法是模拟延时方法<sup>[9-11]</sup>波束形成。现有的研究大都为纯理论成果,在现在的工程条件下实现尚有困难,因此,将现有的理论研究成果工程化有大量的工作要做。此外,现有的研究大多侧重于宽带情况,对大孔径阵列和大扫描角情况下“孔径渡越”问题<sup>[12]</sup>的影响考虑较少,对宽带宽角波束形成方法<sup>[13,14]</sup>及干扰抑制问题<sup>[14,15]</sup>研究更少。

模拟延时单元是阵列中最昂贵的部分,且提供的延时是量化的<sup>[16]</sup>(因此降低了性能),模拟延时单元在阵列上需要很好的温度稳定性(这在高的功率应用中是比较困难的,同样增加了成本,大小和重量),模拟延时单元体积庞大,这给组装带来了困难。数字延时滤波提供了一个模拟延时单元的代

替。一个简单的数字延时单元可以包括一个A/D转换器，一个数字延时滤波器和一个D/A转换器。一般来说，这些部分必须以正比于信号带宽的处理速率工作。在一些应用中，尤其当波形带宽或期望动态范围很大，需要处理的速率是非常高的，工程实现很困难。数字波束形成(DBF)是宽带相控阵雷达实现的主要解决方法。

本文提出了一种全数字化宽带接收波束形成方法。该方法使用线性调频(LFM)信号，拉伸处理<sup>[9,10,15]</sup>后变换到数字域，在窄带进行波束形成。这既不需要模拟延时单元，也不需要高速A/D转换器和高速数字信号处理。该方法还可以有效抑制宽带干扰信号，在强宽带干扰功率的情况下仍可很好地工作。另外，我们知道，采用LFM信号实现目标的高分辨率距离像需要两个步骤<sup>[4]</sup>：(1)对目标定位；(2)得到目标距离像。第(1)步首先发射单脉冲窄带信号测得目标的距离和角度，第(2)步发射宽带LFM信号获得目标距离像。本文方法是第(1)步完成后的处理。

## 2 拉伸处理波束形成

### 2.1 拉伸处理方法介绍

在发射一个宽带脉冲以后，雷达将等待目标的回波信号。雷达在接收端对接收信号脉冲压缩，匹配滤波有两种：模拟滤波或数字滤波，现代雷达都趋向应用数字方法。数字脉冲压缩需要所有的数字部分在正比于脉冲带宽的速率下工作。对宽带系统来说，需要非常快的 A/D 转换器和滤波芯片，尤其当波形带宽或期望动态范围非常大的时候，很难找到合适的器件。

幸运的是，如果发射的是线性调频脉冲信号，处理速率则可以很大程度上被降低。在所有宽带信号中，线性调频信号是研究最早而又应用最广泛的一种脉冲压缩信号。它具有对目标回波信号多普勒频移不敏感，技术较成熟等优点。而通过拉伸处理可以对宽带线性调频信号按窄带方法采样和处理，这是线性调频脉冲信号应用广泛的重要原因。

令发射信号为

$$s(t) = e^{j2\pi(f_0 t + (1/2)\mu t^2)} \text{rect}(t/T) \quad (1)$$

其中  $\text{rect}(x) = \begin{cases} 1, & -1/2 \leq x \leq 1/2 \\ 0, & \text{其它} \end{cases}$ ， $t$  表示时间， $f_0$  为载频， $T$  表示脉冲宽度， $\mu$  表示调频斜率，信号带宽为  $B = \mu T$ 。

对单通道雷达来说，一个拉伸处理系统实现框图如图 1 所示，假设目标为单散射点目标，接收信号为

$$s_r(t) = s(t - \tau_r) \quad (2)$$

其中  $\tau_r = 2R/c$ ， $R$  为目标到雷达的距离， $c$  为波传播速度。

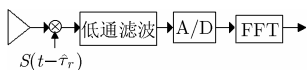


图 1 单通道拉伸处理实现框图

对发射信号进行延时  $\hat{\tau}_r$  得  $s_0(t) = s(t - \hat{\tau}_r)$ ，其中

$\hat{\tau}_r = 2\hat{R}/c$ ， $\hat{R}$  为实际测量的目标距离。混频器输出即拉伸后输出信号为

$$g(t) = s_r(t)s_0^*(t) = s(t - \tau_r)s^*(t - \hat{\tau}_r) = e^{j2\pi\mu(\hat{\tau}_r - \tau_r)t} e^{j2\pi(f_0(\hat{\tau}_r - \tau_r - (1/2)\mu(\hat{\tau}_r^2 - \tau_r^2))} = e^{j2\pi\Delta f t} e^{j\phi} \quad (3)$$

这里  $\Delta f = \mu(\hat{\tau}_r - \tau_r)$ ； $\phi = 2\pi(f_0(\tau_r - \tau_r) - \frac{1}{2}\mu(\tau_r^2 - \tau_r^2))$ ，“\*”代表取共扼。

### 2.2 低通滤波器带宽的选择

从式(3)中可以看出，拉伸后输出信号是一个窄带信号，用一个低通滤波器就可以使得宽带信号变为窄带数字采样和信号处理。下面给出了滤波器带宽的选取。

考虑目标为多散射点情况(不失一般性，假设目标为两个散射点且相距为  $\Delta R$ )，此时式(2)变为

$$s_r(t) = s(t - \tau_r) + s(t - \tau_{r1}) = e^{j2\pi(f_0 t + (1/2)\mu t^2)} \left[ e^{-j2\pi\mu\tau_r t} e^{-j2\pi(f_0\tau_r - (1/2)\mu\tau_r^2)} + e^{-j2\pi\mu\tau_{r1} t} e^{-j2\pi(f_0\tau_{r1} - (1/2)\mu\tau_{r1}^2)} \right] \quad (4)$$

对上式拉伸处理后接收信号为

$$g(t) = s_r(t)s_0^*(t) = e^{j2\pi\mu(\hat{\tau}_r - \tau_r)t} e^{j2\pi(f_0(\tau_r - \tau_r) - (1/2)\mu(\tau_r^2 - \tau_r^2))} + e^{j2\pi\mu(\hat{\tau}_r - \tau_{r1})t} e^{j2\pi(f_0(\tau_r - \tau_{r1}) - (1/2)\mu(\tau_r^2 - \tau_{r1}^2))} = e^{j2\pi\Delta f t} e^{j\phi} + e^{j2\pi\Delta f_1 t} e^{j\phi_1} \quad (5)$$

这里

$$\Delta f = \mu(\hat{\tau}_r - \tau_r); \phi = 2\pi(f_0(\tau_r - \tau_r) - \frac{1}{2}\mu(\tau_r^2 - \tau_r^2))$$

$$\Delta f_1 = \mu(\hat{\tau}_r - \tau_{r1}); \phi_1 = 2\pi(f_0(\tau_r - \tau_{r1}) - \frac{1}{2}\mu(\tau_r^2 - \tau_{r1}^2))$$

可以看出，拉伸处理后的目标信号带宽大大降低为

$$B_{\min} = |\Delta f - \Delta f_1| = \mu \frac{2\Delta R}{c} \quad (6)$$

当目标为多散射点时，设  $\Delta R$  为各散射点最大相对距离。将上式经一个窄带滤波器就可去掉滤波器带外的干扰，原理上窄带滤波器的最小带宽可为  $B_{\min}$ ，显然  $B_{\min}$  远小于发射信号带宽  $B$ ，整个干扰带宽也在  $T$  时间内从  $B$  降低到  $B_{\min}$ 。但由于不知道目标的确切距离信息，所以实际上低通滤波器的带宽应为  $B_F = B_{\min} + |B_0|$ ， $B_0$  为距离误差带来的带宽，即  $B_0 = \mu 2(R - \hat{R})/c$ 。通常选取滤波器带宽为  $2B_{\min} \sim 3B_{\min}$  即可。带宽的降低使得低通滤波后数据率也大大降低，因此计算量也就更小，系统实现起来也就容易很多。

## 3 宽带数字波束形成及干扰置零新方法

### 3.1 宽带子阵数字波束形成算法

通常用延时线来实现宽带波束形成，但相控阵雷达大都采用大孔径天线，天线包含成千上万个单元，因此在天线单元级进行自适应波束形成不太现实，不仅运算十分复杂且成

本代价太高。通常是把阵列划分为若干个子阵, 在子阵级上进行延时线波束控制, 而在子阵内部采用移相完成。但模拟延时线会增加系统的代价, 并且会产生量化误差。因此, 寻找简单的宽带数字波束形成是宽带相控阵雷达功能实现的主要解决方法。

一种采用数字方法的宽带子阵波束形成系统实现框图 2 所示。这里用时域加权代替延时线, 算法分析如下。

设阵列为等距离线阵, 阵元间距为  $d$ , 阵元共  $N$  个, 划分为  $M$  个子阵,  $L$  为每个子阵的阵元数, 即  $N = M \times L$ 。目标为单散射点且在  $\theta$  方向静止, 假设没有阵列误差和测距误差。参考阵元为每个子阵的第零个阵元, 参考子阵为第零个子阵。第  $l$  ( $l = 0 \sim L-1$ ) 个子阵信号相对于参考阵元的相对包络延迟为  $\tau_l = ld \sin \theta / c$ , 第  $m$  个子阵相对于参考子阵的包络延迟为  $\Delta_m = mLd \sin \theta / c$ 。

若目标相对于雷达天线阵第零个阵元的距离为  $R$ , 以距离  $R$  时为距离参考点, 则第  $m$  个子阵第  $l$  个阵元接收的信号形式为

$$\begin{aligned} s_{m,l}(t) &= s(t - (\tau_l + \Delta_m)) \\ &= e^{j2\pi(f_0 t + (1/2)\mu t^2)} e^{-j2\pi\mu(\tau_l + \Delta_m)t} \\ &\quad \cdot e^{-j2\pi(f_0(\tau_l + \Delta_m) - (1/2)\mu(\tau_l + \Delta_m)^2)} \end{aligned} \quad (7)$$

对上式拉伸处理可得

$$\begin{aligned} g_{m,l}(t) &= s_{m,l}(t) s^*(t) = e^{j2\pi F_l t} e^{j\varphi_l} e^{j2\pi H_m t} e^{j\phi_m} e^{-j2\pi\mu\tau_l \Delta_m} \\ &\approx B_l(t) C_m(t) \end{aligned} \quad (8)$$

其中  $F_l = -\mu\tau_l$ ,  $\varphi_l = -2\pi(f_0\tau_l - (1/2)\mu\tau_l^2)$ ,  $H_m = -\mu\Delta_m$ ,  $\phi_m = -2\pi(f_0\Delta_m - (1/2)\mu\Delta_m^2)$ ,  $B_l(t) = e^{j2\pi F_l t} e^{j\varphi_l}$ ,  $C_m(t) = e^{j2\pi H_m t} e^{j\phi_m}$ 。上式中二次项相位相对很小, 所以忽略二次项相位中的交叉项。

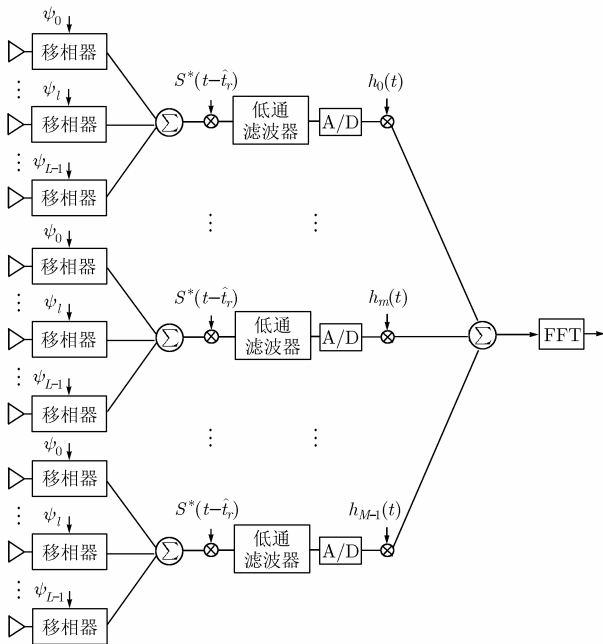


图 2 基于拉伸处理的宽带子阵数字波束形成

子阵内孔径渡越时间较小, 只需考虑载频相位。令子阵内第  $l$  个阵元相移量为

$$\psi_l = 2\pi f_0 \tau_l \quad (9)$$

第  $m$  个子阵的数字时变权为

$$h_m(t) = C_m^*(t) = e^{j2\pi\mu\Delta_m t} e^{j2\pi(f_0\Delta_m - \mu\Delta_m^2/2)} \quad (10)$$

低通滤波在模数变换之前, 所以降低了此后数字化和信号处理的速度。可以看出, 拉伸处理仅仅需要窄带采样和数字处理。因此线性调频信号应用拉伸处理方法是一个工程易于实现的距离高分辨方法。

### 3.2 全数字化宽带子阵干扰置零算法

当存在宽带干扰信号时, 拉伸处理和低通滤波降低干扰功率, 如果干扰功率不太高, 上述方法也可以产生一维距离像, 但是当干扰非常强的时候, 只靠拉伸处理和低通滤波是不行的, 目标信号仍淹没在干扰中; 另外, 众所周知, 采用子阵方法会产生栅瓣, 当干扰从栅瓣方法注入时会大大影响目标信号, 所以, 为了获得较大的输出信号干扰功率比, 提高弱目标信号的检测和识别, 必须在干扰方向形成零点。

对于宽带情况下的置零算法, 文献上很少提及。这里采用如下处理, 用数字权代替子阵内的移项器, 即可实现在干扰形成零点。假设信号波形和目标各参数和上节相同, 宽带干扰方向为  $\beta$ 。

相移  $\psi_l$  相当于数字域加权  $w_l = e^{j\psi_l}$ , 可知此权只对目标方向提供作用, 即只满足

$$\sum_{l=0}^{L-1} w_l a_l^*(\theta) = 1 \quad (11)$$

这里  $a_l(\theta) = e^{j2\pi f_0 \tau_l}$ 。

在满足式(9)的同时, 要求权  $w_l$  还满足下式:

$$\sum_{l=0}^{L-1} w_l a_l^*(\beta) = 0 \quad (12)$$

其中  $a_l(\beta) = e^{j2\pi f_0 \tau_l}$ ,  $\tau_{ll} = \frac{(l-1)d \sin \beta}{c}$ , 即可实现干扰方向的零点形成。

在一定的阵列孔径尺寸和允许的波束指向偏差条件下, 信号瞬时带宽越大, 允许的最大扫描角越小, 这就是所谓的孔径效应。信号频率由  $f_0$  变为  $(f_0 + \Delta f)$  将引起的波束指向偏差  $\Delta\theta = -\Delta f \tan \theta / f_0$ 。所以, 对于窄带相控阵的接收方向图来说, 宽带干扰信号将表现为分布在一个较宽的区域之内, 波束方向角会“展宽”。在进行数字波束形成时, 一般是在常规窄带波束形成方法的基础上通过算法加宽零点凹口<sup>[17]</sup>, 以达到压制宽带干扰信号的目的。另外, 如果干扰是运动的, 这也需要把凹口加宽来有效抑制干扰。

所以, 可把式(12)修改为

$$\sum_{l=0}^{L-1} w_l a_l^*(\tilde{\beta}) = 0 \quad (13)$$

这里  $\tilde{\beta}$  表示角度范围, 即  $|\tilde{\beta} - \beta| \leq \Delta\beta$ 。即权  $w_l$  要形成以角度  $\beta$  为中心, 宽度为  $2\Delta\beta$  的凹口。

使子阵内的权  $w_i$  满足式(11)和式(13), 即可实现宽带线性调频信号的宽带干扰置零。该算法实现框图如图 3 所示, 干扰置零的性能证明略。

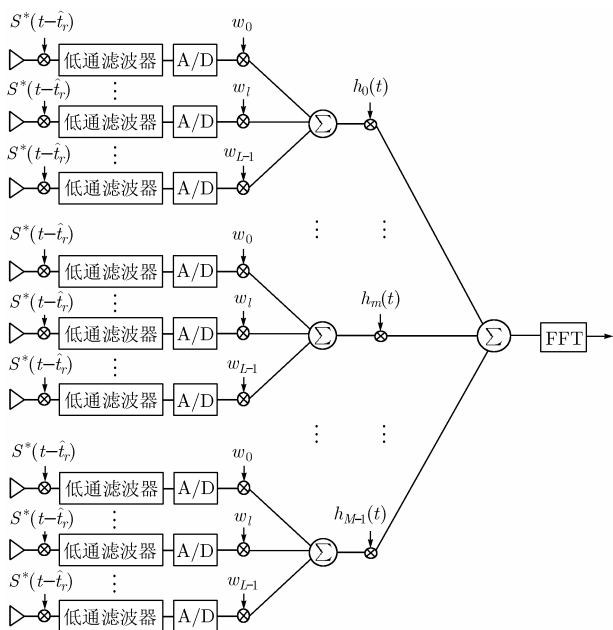


图 3 宽带子阵干扰置零算法

### 4 仿真结果

假设阵列是等距离线阵, 阵元间距为 0.15m, 阵元数为 81, 分为 9 个子阵, 每个子阵有 9 个阵元, 发射信号是线性调频脉冲信号, 脉冲宽度  $T = 2 \times 10^{-5}$ s, 带宽为 100MHz, 载频  $f_0 = 1000$ MHz, 调频斜率  $\mu = 5 \times 10^{12}$ 。假设目标为单散射点, 方位角  $40^\circ$ , 干扰在  $-20^\circ$ 。

图 4 为不存在宽带干扰且没应用置零方法时形成的宽带相控阵方向图。可见波束形成性能良好, 栅瓣是由于应用了子阵等阵元方法。图 5 为子阵内权  $w_i$  形成的窄带方向图, 可以看出该权满足了式(9)和式(11), 在这里, 我们使得凹口宽度为  $4^\circ$ 。图 6 是本文置零方法形成的宽带静态方向图, 可见该方法可以在干扰方向形成深的凹口, 有效地抑制了宽带干扰信号。

图 7 为信号干扰功率比为  $-80$ dB 时的脉压波形。其中图 7(a) 为未置零时脉压波形, 可见已不能形成一维距离像。图 7(b) 为置零后的脉压波形, 显然本文置零方法可以在很高的干扰功率下仍能形成一维距离像。

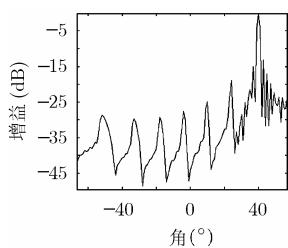


图 4 宽带子阵方向图

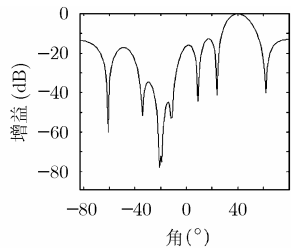


图 5 权  $w_i$  形成窄带方向图

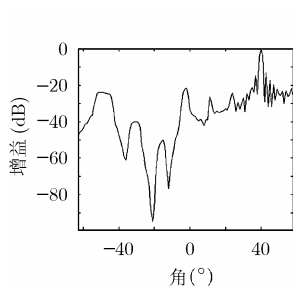


图 6 宽带置零算法形成的方向图

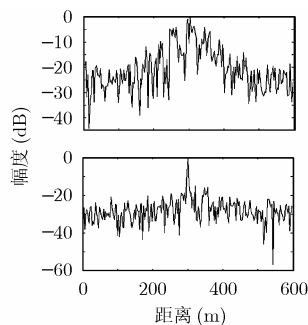


图 7 信干比为  $-80$ dB 时脉压波形

### 5 性能分析

#### 5.1 测距误差的影响

文献[4]指出, 多功能宽带相控阵雷达要求在发射宽带信号之前, 首先发射窄带信号, 测出目标的距离和方位信息, 然后再根据这些信息对目标成像。但测距会存在误差, 下面分析测距误差带来的影响。

设第  $i$  通道接收的信号为  $s(t - \tau_r - \alpha_i)$ , 其中  $\alpha_i$  为波到达参考通道和第  $i$  通道的时间差。对第  $i$  通道接收的信号拉伸处理得

$$s(t - \tau_r - \alpha_i) s_0^*(t) = e^{j2\pi[\mu(\tau_r - \tau_r)t + f_0(\tau_r - \tau_r) + (1/2)\mu((\tau_r + \alpha_i)^2 - \tau_r^2)]} \cdot e^{-j2\pi(\mu\alpha_i t + f_0\alpha_i - (1/2)\mu\alpha_i^2)}$$

上式第 2 项通过时变权数字波束形成消除, 第 1 项与  $i$  无关(二次相位项相对很小且  $\alpha_i \ll \tau_r$ , 可忽略)。所以, 测距误差对波束形成基本没有影响。但上式相当于在阵列输出信号上乘了一个与测距误差有关的单频信号, 因此虽然目标一维距离像形状不会改变, 但总体会有一个距离偏移。另外, 测距误差的存在也会使得低通滤波带宽增大。

#### 5.2 子阵栅瓣的影响

在大型阵列中, 子阵方法能大大降低对硬件的需求和计算简化, 但子阵方法会产生栅瓣, 从栅瓣方向来的干扰会影响对目标信号的检测和识别, 消除栅瓣的影响一般有下列方法: 一是使子阵间距不均匀, 二是子阵折叠方法<sup>[11,18]</sup>。第 1 种方法不会增加计算量, 但对于已经固定的等距离线阵无能为力。第 2 种方法可以消除栅瓣的影响, 但计算会变得复杂。当然, 由于本文采用了置零方法, 在干扰方向形成了零点, 也就不存在上述问题。

#### 5.3 子阵长度的选取

子阵如何划分才能保持宽带信号的特点。子阵划分并没有一个固定的标准, 但是由于信号包络延时的影响, 到达阵列两端阵元的信号之间有较大的时间差, 对于宽带信号而言, 当孔径渡越时间大于信号带宽的倒数时, 接收阵列的阵元接收信号不能直接补偿相位相加。所以子阵划分时要求子阵孔径渡越时间小于信号带宽的倒数。即  $D \sin \theta / c < (1/B)$ , 可得  $D < (c / B \sin \theta)$ 。其中  $D$  为子阵孔径,  $\theta$  为波束指向,  $B$  为发射信号带宽。为了得到较好的效果, 一般要求子阵孔

径小于该值的 80%<sup>[18]</sup>。

## 6 结束语

采用延时线实现波束形成不是经济有效的方法, 有必要寻找数字域对宽带相控阵雷达波束形成。本文给出了一种基于子阵和宽带线性调频信号的宽带子阵数字波束形成技术, 由于宽带成像系统本身极易受到宽带干扰的影响, 宽带相控阵雷达在有源干扰情况下对目标的成像成为一个实际需解决的问题。本文提出了一种宽带干扰置零方法, 在强宽带干扰功率的情况下仍可较好地工作。最后, 对可能存在的误差影响及子阵划分进行了分析。

## 参考文献

- [1] Frost O L. An algorithm for linearly constrained adaptive array processing [J]. *Proc. IEEE*, 1972, 60(8): 926–935.
  - [2] Vook F W and Compton R T. Bandwidth performance of linear adaptive arrays with tapped delay-line processing [J]. *IEEE Trans. on AES*, 1992, 28(3): 901–908.
  - [3] Mayhan J T and Simmons A J, *et al.* Wideband adaptive antenna nulling using tapped delay lines [J]. *IEEE Trans. AP*, 1981, 29(6): 923–936.
  - [4] Affes S. Wideband robust adaptive beamforming via target tracking[A]. Proc of the 7<sup>th</sup> IEEE SP workshop on SSAP [C], Quebec City, Canada, 1994: 141–145.
  - [5] Zhang Y, Weiss S, and L Hanzo. Subband adaptive antenna array for wideband wireless communications [J]. ICMMT, Beijing, China, 2002: 693–696.
  - [6] Lin Feng-ling C, Gerlach K, and Picciolo M L. Band-partitioned sidelobe canceller for a wideband radar[C]. 2003 IEEE Radar Conference, Huntsville, AL, United States, 2003: 310–314.
  - [7] Ward D B and Ding Z, *et al.* Broadband DOA estimation using frequency invariant beamforming [J]. *IEEE Trans. Signal Processing*, 1998, 46(5): 1463–1469.
  - [8] Ward D B and Kennedy R A, *et al.* FIR filter design for frequency invariant beamformers [J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 1996, 3(3): 69–71.
  - [9] Torres J A, Davis R M, and Kramer J D R, *et al.* Efficient wideband jammer nulling when using stretch processing [J]. *IEEE Trans. on AES*. 2000, 36(4): 1167–1178.
  - [10] Lin W T and Yu K B. Adaptive beamforming for wideband jamming cancellation [A]. In Proc of the IEEE Nat. Radar Conf. Syracuse, New York, 1997: 82–87.
  - [11] Lin C T and Ly H. Sidelobe reduction through subarray overlapping for wideband arrays [J]. Radar Conference, Proceedings of the 2001 IEEE, Atlanta, GA, 1-3 May, 2001: 228–233.
  - [12] 张光义. 相控雷达系统[M]. 北京: 国防工业出版社, 1994: 323–333.
  - [13] 罗永健, 俞根苗, 张守宏等. 基于确知波形的宽带宽角相控阵发射波束形成方法[J]. 电子学报, 2003, 31(3): 358–360.  
Luo Yong-jian, Yu Gen-miao, and Zhang Shou-hong, *et al.* Wideband transmitting beamforming for phased array based on known waveform in the presence of large scan angle. *Acta Electronica Sinica*, 2003, 31(3): 358–360.
  - [14] 曹运合, 张守宏, 王胜华等. 有效的宽带宽角发射干扰置零新方法[J]. 电子与信息学报, 2005, 27(2): 577–579.  
Cao Yun-he, Zhang Shou-hong, and Wang Sheng-hua, *et al.* Efficient wideband jammer nulling in large scanning angle. *Journal of electronics & Information Technology*, 2005, 27(2): 577–579.
  - [15] 曹运合, 张守宏, 罗永健等. 基于拉伸处理的宽带宽角波束形成技术[J]. 西安交通大学学报, 2004, 38(8): 847–850.  
Cao Yun-he, Zhang Shou-hong, and Luo Yong-jian, *et al.* Beamforming techniques of wideband and large scan angle based on stretch processing. *Journal of Xi'an Jiaotong University*, 2004, 38(8): 847–850.
  - [16] Corbin J and Howard R. TDU quantization error impact on wideband phased-array performance [A], Proc IEEE Int. Conf. Phased Array Syst. & Technology, Dana Point, CA, 2000: 457–460.
  - [17] Guerci J R. Theory and application of covariance matrix tapers for robust adaptive beamforming [J]. *IEEE Trans. on SP*, 1999, 47(4): 977–985.
  - [18] Mailloux R J. Constrained feed technique for subarrays of large phased arrays [J]. *Electronics Letters*, 34(23): 2191–2193.
- 曹运合: 男, 1978 年生, 博士, 讲师, 主要从事阵列信号处理、宽带相控阵波束形成及多功能相控阵成像雷达的研究工作。
- 张守宏: 男, 1938 年生, 教授, 博士生导师, 中国电子学会高级会员, 雷达学会委员, 长期从事雷达信号处理领域的研究工作, 获国家级和省部级奖励多项, 主要研究方向为雷达信号处理与检测。