

基于确知波形的宽带宽角相控阵发射波束形成方法

罗永健^{1,2}, 俞根苗¹, 张守宏¹, 朱 敏²

(1. 西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室, 陕西西安 710071; 2. 解放军西安通信学院, 陕西西安 710106)

摘 要: 在大孔径宽扫描角情况下, 利用窄带相控阵发射不出去宽带高分辨信号, 本文经理论分析说明了这一点, 并提出两种基于已知波形的宽带宽角相控阵发射波束形成方法, 给出了实现示意框图, 通过计算机仿真验证了其可行性。新方法采用时域数字处理, 在性能上是最优的。与时域采用抽头延迟线的 FIR 滤波器波束形成方法和频域 DFT 波束形成方法相比, 文中方法简单, 所需设备量少, 易于工程实现。

关键词: 宽角; 宽带波束形成; 相控阵

中图分类号: TN957.51

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112 (2003) 03-0358-03

Wideband Transmitting Beamforming for Phased Array Based on Known Waveform in the Presence of Large Scan Angle

LUO Yong-jian^{1,2}, YU Gen-miao¹, ZHANG Shou-hong¹, ZHU Min²

(1. National Key Lab of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China;

2. Xi'an Communications Institute, Xi'an, Shaanxi 710106, China)

Abstract: Theoretical analysis demonstrates that wideband signal can not be transmitted by using narrowband phased array in scenarios with large aperture and scan angle. Two wideband transmitting beamforming methods for phased radar based on the known waveform in the presence of large scan angle are proposed. The diagrams are given, and simulation results show the effectiveness of two methods. The novel methods employ digital processing in the time domain and are optimal. Compared with the beamforming method utilizing FIR filter consisting of tapped delay lines in the time domain and the beamforming technique with DFT in the frequency domain, the presented methods demand the smaller number of equipment and are easy to be implemented in engineering.

Key words: large scan angle; wideband beamforming; phased array

1 引言

相控阵雷达波束灵活捷变, 较机械扫描雷达有许多优点, 但现有的相控阵雷达大多是在窄带应用条件下, 随着技术的发展, 人们对雷达的要求已不仅仅局限于简单的目标探测功能, 而希望了解目标的一些细微特征, 以满足目标成像和识别的要求, 宽带雷达则为此些要求提供了条件。因此, 宽带雷达技术是现代雷达发展的一个重要方向。相控阵采用宽带技术, 可以进一步增强相控阵雷达的功能, 扩大其应用范围, 是一个很具潜力的发展领域。

宽带相控阵雷达的难点在于波束形成技术, 有关宽带阵列最优数字波束形成方法的研究起始于二十世纪七十年代, 已有大量公开文献发表^[1-5]。主要方法有两种, 一种是基于时域多抽头延时的 Frost 方法, 在宽带条件下, 该方法需要较多延时单元, 运算量比较大。另外一种方法是基于 DFT 的频域波束形成方法, 即先对各个阵元接收信号进行 DFT 处理, 然后对不同频带信号按窄带信号进行波束形成。发射波束形成可采用类似的方法, 但在现有的工程实现条件下实现起来尚有一定困难, 并且运算过程复杂, 所需设备量较大。对雷达而

言, 采用宽带信号的主要目的是获得高距离分辨率, 其信号形式往往是已知和确定的, 有时也不需要全程处理。根据这些特点, 本文提出了两种基于确知波形的宽带宽角发射波束形成方法。新方法简单, 便于实现。由于高分辨波形很多, 为方便起见, 本文以线性调频脉冲信号为例。

2 宽带宽角对相控阵雷达的影响

宽带宽角相控阵雷达与窄带相控阵的根本区别是在大扫描角情况下出现的“孔径渡越”问题^[6], 即阵元间的信号波形差大于或接近由信号带宽决定的距离分辨率, 这时, 不能采用常规窄带相控阵列的处理方式。下面作一分析说明。

设发射信号波形为

$$S(t) = A(t) e^{j2\pi(f_0 t + \frac{1}{2}\mu t^2)} \quad (1)$$

其中 f_0 为载频, μ 为调频斜率, $A(t)$ 为包络。该信号同时馈至各发射阵元的移相器输入端并经移相而发射出去。若采用均匀线性阵, 其阵元间距为 D_0 (半波长), 各阵元相对于参考阵元的包络延迟为

$$l = l D_0 \sin \theta / C, \quad C \text{ 为光速}$$

收稿日期: 2001-11-20; 修回日期: 2002-09-02

基金项目: 国防科技预研基金 (No. 99J7. 1. 1. DZ0116)

则第 l 个阵元发射出去的信号为

$$S_{il}(t) = A(t - \tau_l) e^{j2\pi(f_0(t - \tau_l) + \frac{1}{2}\mu(t - \tau_l)^2)}$$

$$= A(t - \tau_l) e^{j2\pi(f_0 t + \frac{1}{2}\mu t^2)} e^{-j2\pi f_l t} e^{j2\pi(\frac{\mu}{2}\tau_l^2 - f_0 \tau_l)}$$

因为 τ_l 与脉冲宽度比较很小,故可不考虑 $A(t - \tau_l)$ 的影响,则

$$S_{il}(t) = e^{j2\pi(f_0 t + \frac{1}{2}\mu t^2)} e^{-j2\pi f_l t} e^{j\phi_{il}} = e^{j2\pi(f_0 - f_l)t + \frac{1}{2}\mu t^2} e^{-j\phi_{il}} \quad (2)$$

其中 $f_l = \mu \tau_l$, $\phi_{il} = 2\pi(\frac{\mu}{2}\tau_l^2 - f_0 \tau_l)$.

相控天线阵雷达的波束扫描实际上是对各阵元信号移相,该移相量为 ϕ_l ,则移相后的阵元信号为

$$S_l(t) = e^{j2\pi(f_0 - f_l)t + \frac{1}{2}\mu t^2} e^{j(\phi_{il} - \phi_l)} \quad (3)$$

那么天线阵辐射到目标方向的信号为

$$y(t) = \sum_{l=-L}^L e^{j2\pi(f_0 - f_l)t + \frac{1}{2}\mu t^2} e^{j\phi_l}$$

其中 $\phi_l = \phi_{il} - \phi_l$.

当 $\phi_l = 0$ 时,波束指向目标,信号最强,即

$$y(t) = \sum_{l=-L}^L e^{j2\pi(f_0 - f_l)t + \frac{1}{2}\mu t^2} = e^{j2\pi(f_0 t + \frac{1}{2}\mu t^2)} \cdot \sum_{l=-L}^L e^{-j2\pi f_l t}$$

$$= S(t) \cdot W(t) \quad (4)$$

这里 $W(t) = \sum_{l=-L}^L e^{-j2\pi f_l t}$.

假设脉宽为 $10\mu\text{s}$,信号带宽为 100MHz ,天线阵元数为 80 个,载频为 1000MHz ,阵元间距为 $D_0 = 0.15\text{m}$,当 $\theta = 60^\circ$ 时,其波 $W(t)$ 形如图 1 实线所示.若信号带宽为 1MHz ,则波形如图 1 虚线所示.

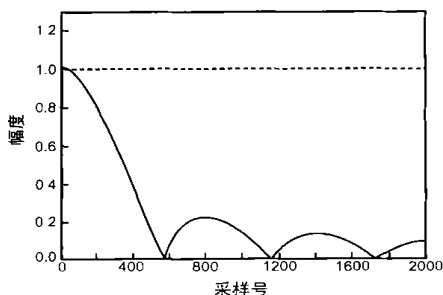


图 1 $W(t)$ 在宽带和窄带下的归一化幅度

由图可见,在宽带情况下,若采用常规的相控技术,阵列实际上对发射信号进行了时域加权,将破坏原有的线性调频信号包络形状和频谱结构,因此,在大孔径宽扫描角情况下,采用常规相控发射技术会破坏宽带信号的高分辨特性.

3 基于确知波形的发射波束形成

当扫描角较大时,各阵元发射信号并不能同时到达波束指向的波前面,导致有效脉冲宽度变窄,将引起有效发射能量减小,但孔径渡越时间与脉冲宽度相比,一般很小,故能量损失可忽略不计.

3.1 移频移相法发射波束形成技术

若第 l 阵元信号在波前面相对于参考阵元的包络延迟为 τ_l ,设基准线性调频源为

$$S(t) = e^{j2\pi(f_0 t + \frac{1}{2}\mu t^2)} = e^{j2\pi f_0 t} e^{j\pi \mu t^2}$$

则

$$S(t - \tau_l) = S(t) \cdot B_l(t) \quad (5)$$

其中 $B_l(t) = e^{-j2\pi(f_l \tau_l + \frac{1}{2}\mu \tau_l^2)}$, $\phi_l = 2\pi(f_0 \tau_l - \frac{1}{2}\mu \tau_l^2)$.

令

$$w_l^*(t) = B_l^*(t) e^{j2\pi \mu \tau_l^2} = e^{j2\pi f_l t} e^{j\phi_l} \quad (6)$$

这里, $\tau_l = 2\pi(f_0 \tau_l - \frac{1}{2}\mu \tau_l^2)$.

若将 $S(t)$ 乘以 $w_l^*(t)$ 再以第 l 个阵元发射出去,则可以补偿掉因延时而引起的频移和相移,从而进一步完成发射波束的形成.即

$$S_l(t) = S(t) \cdot w_l^*(t) \quad (7)$$

那么 $S_l(t - \tau_l) = S(t)$. 阵列在 θ 方向发出去的信号为 $Z(t) = \sum_{l=-L}^L S_l(t - \tau_l) = (2L + 1) S(t)$.

应指出,加权因子 $w_l^*(t)$ 是时间的函数,包含有移频因子 $e^{j2\pi f_l t}$,又由于移频移相运算应在基带进行,然后再上变频而发射出去,即数字基带信号应为 $S_0(t) = e^{j\pi \mu t^2}$,则 $S_l(t) = S_0(t) \cdot w_l^*(t) e^{j2\pi f_0 t}$. 移频移相法发射波束形成方法如图 2 所示.

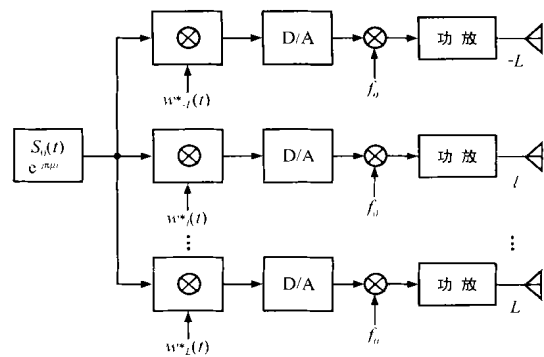


图 2 移频移相法发射波束形成示意图

3.2 移时移相法发射波束形成技术

数字器件发展很快,可以获得高速可控数字延迟线,从而实现用延时法来构成宽带发射波束形成系统.当波束指向确定时,在波前面的信号延时也就确定了,即为 τ_l .因此,如果依次对馈入各阵元的信号进行延时,则就可以实现宽带发射波束形成.

若采用数字延时线,其延时量不能做到连续变化,只能是某一采样周期的整数倍变化,设实际要求的延时量为 τ_l ,由于数字延时线的离散性,将会有误差.误差大小为

$$\tau_l = \tau_l - nT_s, T_s \text{ 为采样周期}$$

$$n = \text{INT}(\tau_l / T_s), \text{INT}(\cdot) \text{ 为取整运算}$$

另外,数字延时只能在较低频率的基带进行,故数字信号

应为 $S_0(t) = e^{j\pi \mu t^2}$.则在波前面,有

$$S_0(t - \tau_l) = e^{j\pi \mu t^2} e^{-j2\pi f_l t} e^{j\phi_l} \quad (8)$$

$$f_l = \mu \tau_l, \phi_l = \pi \mu \tau_l^2$$

令

$$S_l(t) = S_0(t) e^{j2\pi f_l t} e^{j\phi_l} \quad (9)$$

则 $S_l(t - \tau_l) = e^{j\mu_l^2}$.

因高频信号是用低频基带信号经混频而得到的,且对所有阵元来说是用同一频率源,故应考虑高频移相的影响并应在数字部分实现移相.对经数字延迟线延迟了的信号进行相位和频移补偿,其实现示意图如图3所示,其中第 l 阵元的加权因子为 $w_l = e^{j(2\pi f_l t + \phi_l + 2\pi f_0 \tau_l)}$.

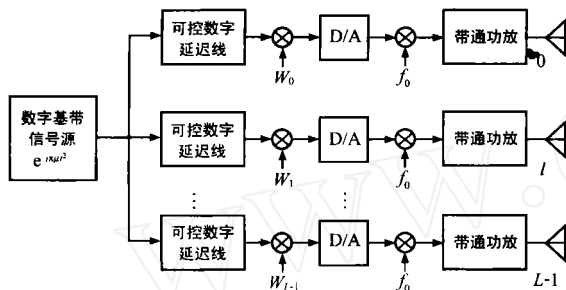


图3 移时移相法宽带发射波束形成示意图

4 计算机仿真结果

为了验证本文方法的有效性,我们作下面的计算机模拟实验.实验中,等间距线性发射阵由80个阵元构成,阵元间距等于0.15m,目标方向位于 60° .线性调频信号带宽为100MHz,脉宽等于10 μ s,载频为1000MHz,采样频率取200MHz.移频移相法和移时移相法的实验结果分别用实线(—)和星线(-*)表示.经波束形成和FFT脉压处理后的压缩波形如图4所示.

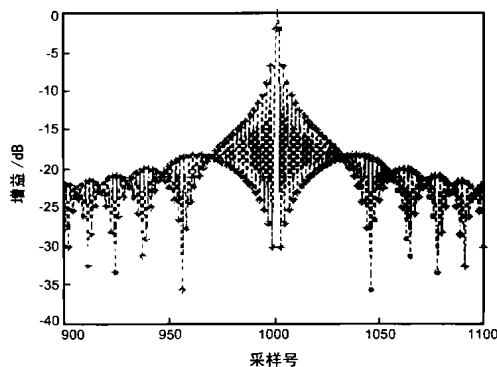


图4 脉压波形

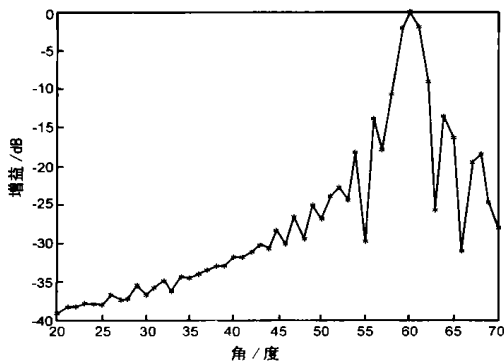


图5 发射方向图

示(旁瓣未加权),图5是发射波束方向性曲线.从图上可以得知,两种方法实验结果一样,都能有效地发射宽带信号,效果良好.

移频移相法在基带信号的基础上直接乘上移频因子 $e^{j2\pi f_l t}$,而移时移相法却是先让基带信号经过数字延迟线,然后再乘上移频因子 $e^{j2\pi f_l t}$,所以相比之下,移时移相法在后续处理时信号的带宽较低,降低了对数字器件的速率要求,实现起来要容易,但计算延迟误差增加了计算量.

5 结论

本文分析了宽带宽角对窄带相控阵的影响,提出了两种基于已知波形的宽带宽角发射波束形成方法,理论分析和仿真结果均表明文中方法的有效性.新方法所需设备量少,易于工程实现.

参考文献:

- [1] O L Frost. An algorithm for linearly constrained adaptive array processing [J]. Proc IEEE, 1972, 60(8): 926 - 935.
- [2] S Affes. Wideband robust adaptive beamforming via target tracking [A]. Proc of the 7th IEEE SP Workshop on SSAP [C]. Quebec, Canada: IEEE, 1994. 141 - 145.
- [3] F Yang, M Kaveh. Coherent signal-subspace transformation beam former [J]. IEEE Proc, Pt F, 1990, 137(4): 267 - 275.
- [4] F Lorenzelli, et al. Broadband array processing using subband techniques [A]. ICASSP96 [C]. Atlanta, Georgia, USA: IEEE, 1996, 5. 2876 - 2879.
- [5] D B Ward, et al. Theory and design of broadband sensor arrays with frequency invariant far-field beam patterns [J]. J Acoust Soc Am, 1995, 97. 1023 - 1034.
- [6] 张光义. 相控阵雷达系统[M]. 北京: 国防工业出版社, 1997.

作者简介:



罗永健 男, 1971 年出生于湖北松滋, 西安电子科技大学博士生, 研究方向为雷达信号处理.



俞根苗 男, 1964 年出生于安徽贵池, 西安电子科技大学博士生, 研究方向为雷达信号处理.

张守宏 男, 1938 年出生于安徽六安, 西安电子科技大学教授, 博士生导师, 研究方向为雷达信号处理.