

综合脉冲与孔径雷达的距离与方向 耦合栅瓣现象及其克服方法¹

赵永波 刘茂仓 张守宏

(西安电子科技大学雷达信号处理重点实验室 西安 710071)

摘 要 该文对综合脉冲与孔径雷达(SIAR)在脉冲综合中距离与方向耦合栅瓣现象进行了研究和分析,指出了产生距离与方向耦合栅瓣的原因,同时提出了两种克服这种栅瓣现象的方法。计算机模拟结果表明了这两种方法的有效性。

关键词 综合脉冲与孔径雷达, 距离与方向耦合, 相位编码, 随机排列

中图分类号 TN951

1 引 言

综合脉冲与孔径雷达(SIAR)是一种新型的米波分布体制雷达^[1-7]。它的天线系统是由分置的发射天线阵列和接收天线阵列组成,各个发射阵元同时全向地辐射正交编码频率调制的宽脉冲信号,使得发射信号在空间相干叠加后不形成方向图,即总体上无方向性发射,在接收端对收到的信号进行三维匹配滤波,形成发射方向图,发射波束形成在接收端的信号处理中完成,这是SIAR最主要的一个特点。SIAR首次将脉冲与天线综合融合在一起,文献[1]用三维匹配滤波的概念对脉冲与天线综合(以后简称脉冲综合)的原理和性能进行了分析。但是,在脉冲综合中很容易产生距离与方向耦合栅瓣,这对雷达目标检测极为不利,本文对脉冲综合中的距离与方向耦合栅瓣现象进行了分析,并给出了两种克服这种栅瓣现象的方法。以前研究SIAR的文章都假设其发射天线阵列由均匀分布在一个圆周上的无向阵元组成,在本文里,为了论述问题的方便,假设SIAR的发射阵列是一均匀间隔线阵。

2 脉冲综合处理及方向距离耦合栅瓣

设SIAR的发射天线阵列是具有 N 个无向阵元的均匀间隔线阵,不妨设 N 为奇数,阵元间距为 d ,第 i 个阵元辐射的信号为

$$S_i(t) = a(t) \exp(j2\pi f_i t + j\phi_i), \quad i = 1, 2, \dots, N, t \geq 0 \quad (1)$$

式中 $a(t) = 1(t \leq T_e)$,否则为零, ϕ_i 为第 i 个阵元发射信号的初相, T_e 为脉冲宽度; f_i 为第 i 个阵元发射信号的频率, $f_i = f_0 + c_i \Delta f$,其中 f_0 为中心载频, Δf 为发射信号之间的频率间隔, c_i 为频率编码,最简单的一种编码是 $c_i = i - (N + 1)/2$,可以证明,只要满足 $T_e \Delta f$ 为整数(通常取 $T_e \Delta f = 1$),则各阵元发射信号彼此正交,在空间叠加后不形成方向图,辐射能量在整个方向上相等。

假设远场有一点目标 T ,与天线阵列中心的距离为 R_0 ,和阵列法线方向的夹角为 θ ,

¹ 1999-06-24收到, 2000-02-11定稿

忽略包络时延差, 到达点目标 T 上的信号经混频、离散采样后为

$$y_T(n) = a(n\Delta t - \tau_0) \exp(-j2\pi f_0 \tau_0) \sum_{i=1}^N \exp \left[j2\pi \left(i - \frac{N+1}{2} \right) \Delta f (n\Delta t - \tau_0) \right] \\ \times \exp \left[j2\pi f_i \left(i - \frac{N+1}{2} \right) d \sin(\theta)/c + j\phi_i \right], \quad 0 \leq n < \infty \quad (2)$$

式中 $\tau_0 = R_0/c$, c 为光速, Δt 为采样间隔。(2) 式求和中有两个指数项表示相位关系, 分别由距离和方向决定。脉冲综合时与目标 T 相匹配的滤波器冲激响应为

$$h_T(k) = \sum_{i=1}^N \exp \left[-j2\pi \left(i - \frac{N+1}{2} \right) \Delta f (M-1-k) \Delta t \right] \\ \times \exp \left[-j2\pi f_i \left(i - \frac{N+1}{2} \right) d \sin(\theta)/c - j\phi_i \right], \quad 0 \leq k \leq M-1 \quad (3)$$

式中 $M = \text{int}[T_e/\Delta t]$, $\text{int}[\cdot]$ 表示取整。用 $h_T(k)$ 对 $y_T(n)$ 进行滤波, 即脉冲综合, 相当于采取 FFT 方法将目标 T 上各发射信号分离-调相-求和处理, 从而得到目标回波的窄脉冲^[1]。用 $h_T(k)$ 对其他方向上的目标信号进行滤波时, 由于不能正确调相, 从而得不到正确的回波窄脉冲。假设 $N = 25$, $f_0 = 150\text{MHz}$, $\Delta f = 20\text{kHz}$, $d = 1\text{m}$, $T_e = 50\mu\text{s}$, $\Delta t = 2\mu\text{s}$, $\phi_i = 0$, $i = 1, \dots, 25$, $M = 25$, 点目标 T 的方向 $\theta = 10^\circ$, $R_0 = 10\text{km}$, 在 $\beta = 30^\circ$ 方向上有另外一点目标 M , 距离与 T 相同, 用 $h_T(k)$ 进行脉冲综合, 所得结果如图 1 所示。从图中可以看出, 对于目标 T 综合出了正确的窄脉冲, 而对于目标 M 综合不出正确的窄脉冲, 但是综合输出的最大值部分也是一窄脉冲, 它与目标 T 的窄脉冲相比来说, 所在的距离单元不同, 幅度上有所降低。但是这一窄脉冲的存在, 很容易给雷达造成虚警。它是对距离和方向进行综合的结果, 所以称为距离与方向耦合旁瓣, 又由于其幅度接近于正确匹配的主瓣脉冲幅度, 我们就称它为距离与方向耦合栅瓣, 以前研究 SIAR 的文章没有涉及到这种耦合栅瓣, 是因为它们取 SIAR 的发射阵列为圆形阵列, 其原因在本文的下一部分中给出。用同一匹配滤波器对不同方向相同距离的目标信号进行综合, 我们把输出的幅度最大值作为对该方向的增益, 这样就可得出综合波束方向图, 这里定义的波束方向图同普通阵列中的波束方向图有所不同。图 2 即为主瓣在 10° 方向的方向图, 由于距离与方向耦合栅瓣, 它的旁瓣很高, 很高的旁瓣不利于雷达目标检测, 当对主瓣方向综合时, 若旁瓣有一目标, 对这一目标也会综合出值很大的尖脉冲, 显然就会产生虚警。

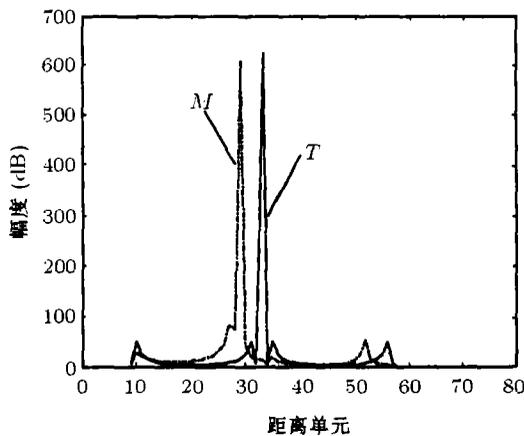


图 1 脉冲综合输出
(实线为目标 T , 虚线为目标 M)

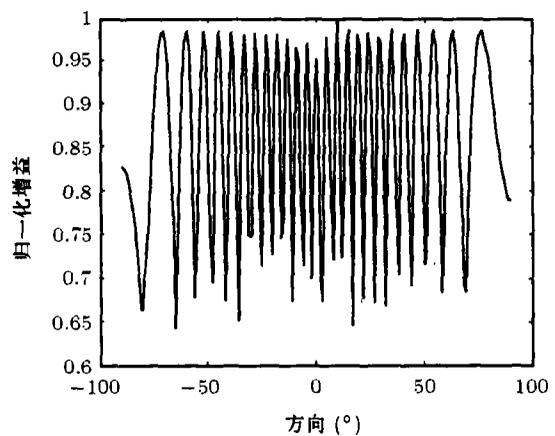


图 2 波束方向图

3 克服方向距离耦合栅瓣的方法

由 (2) 式可得, 点目标 M 的信号为

$$y_M(n) = a(n\Delta t - \tau_0) \exp(-j2\pi f_0 \tau_0) \sum_{i=1}^N \exp \left[j2\pi \left(i - \frac{N+1}{2} \right) \Delta f(n\Delta t - \tau_0) \right] \\ \times \exp \left[j2\pi f_i \left(i - \frac{N+1}{2} \right) d \sin(\beta)/c + j\phi_i \right], \quad 0 \leq n < \infty \quad (4)$$

一般有 $f_0 \gg \Delta f$, 则 $f_i \approx f_0$, 所以 (4) 式变为

$$y_M(n) = a(n\Delta t - \tau_0) \exp(-j2\pi f_0 \tau_0) \sum_{i=1}^N \exp \left[j2\pi \left(i - \frac{N+1}{2} \right) \Delta f((n + \Delta n)\Delta t - \tau_0) \right] \\ \times \exp \left[j2\pi f_0 \left(i - \frac{N+1}{2} \right) d \sin(\theta)/c + j\phi_i \right], \quad 0 \leq n < \infty \quad (5)$$

式中 $\Delta n = f_0 d [\sin(\beta) - \sin(\theta)] / (c \Delta f \Delta t)$ 。由 (2) 式和 (5) 式可得

$$y_M(n) = \begin{cases} y_T(n + \Delta n), & a(n\Delta t - \tau_0) = 1, \quad a((n + \Delta n)\Delta t - \tau_0) = 1 \\ \exp(-j2\pi f_0 \tau_0) \sum_{i=1}^N \exp[j2\pi(\varphi_1(i) + \varphi_2(i))], & \\ 0, & a(n\Delta t - \tau_0) = 1, \quad a((n + \Delta n)\Delta t - \tau_0) \neq 1 \\ & a(n\Delta t - \tau_0) = 0 \end{cases} \quad (6)$$

其中 $\varphi_1(i) = [i - (N+1)/2] \Delta f((n + \Delta n)\Delta t - \tau_0)$, $\varphi_2(i) = f_0 [i - (N+1)/2] d \sin(\theta)/c + \phi_i / (2\pi)$ 。从 (6) 式中可知, 在一段时间之内, 目标 M 的信号等于目标 T 信号作一定延迟 (或提前) 的信号, 即 $y_M(n) = y_T(n + \Delta n)$, Δn 与两个目标的方向有关, 我们把目标信号之间的这种特性叫做延迟段相似性。

脉冲综合就相当于时空三维匹配滤波, 不仅要对目标的距离匹配, 同时也要对目标方向匹配。脉冲综合的时域输出 (幅度) 为

$$|z(n)| = \left| \sum_{k=0}^{M-1} h(k) y(n-k) \right|, \quad 0 \leq n < \infty \quad (7)$$

式中 $h(k)$ 为滤波器系数, $y(n)$ 为目标信号, 当 $h(k) = h_T(k)$, $y(n) = y_T(n)$, 且 $h(k) = y^*(n-k)C_1$ 时, 滤波器输出值最大, 此时距离和方向都匹配, “*”号为共轭, C_1 为与 k 无关的常数; 当 $h(k) \neq y^*(n-k)C_1$ 时, 滤波器在距离上不匹配, 输出值较小; 设 K 时刻滤波器输出值最大, 则有 $h_T(k) = y_T^*(K-k)C_1$, $k = 0, \dots, M-1$ 。若 $y(n) = y_M(n)$, 则 $h_T(k)$ 与 $y_M(n)$ 在方向上不匹配, 无论在哪个时刻, 滤波器输出值应该较小, 但是由第二部分可知, 在某一时刻 L , 滤波器输出值则很大。

$$|z(L)| = \left| \sum_{k=0}^{M-1} h_T(k) y_M(L-k) \right| \quad (8)$$

由前面的信号延迟段相似性可知, 在 k 的一段取值范围之内, 有 $y_M(L-k) = y_T(L+\Delta n-k)$, 当 $L+\Delta n=K$ 时, $h_T(k) = y_T^*(L+\Delta n-k)C_1 = y_M^*(L-k)C_1$, 滤波器系数同信号匹配, 所以 $|z(L)|$ 值较大, 产生距离方向耦合栅瓣。因此, 要避免距离方向耦合栅瓣产生, 就要使目标信号之间无延迟段相似性, 当滤波器对某一方向目标信号匹配时, 它不会对另外一方向的目标信号匹配, 本文给出两种实现方法。

3.1 发射脉冲相位编码法

采用伪随机序列对 SIAR 发射信号进行相位编码, 在文献 [2] 中有过讨论, 但其目的是用来消除增大 SIAR 发射信号时宽带宽积时存在的距离栅瓣效应, 与本文的目的不同。对 SIAR 发射信号进行相位编码后 (取二相码), (4) 式变为

$$y_M(n) = a(n\Delta t - \tau_0) \exp(-j2\pi f_0 \tau_0) \sum_{i=1}^N \exp[j2\pi(\varphi_3(i) + \varphi_4(i))] \quad (9)$$

其中 $\varphi_3(i) = [i - (N+1)/2]\Delta f(n\Delta t - \tau_0) + p(i, n\Delta t - \tau_0)/(2\pi)$, $p(i, n\Delta t - \tau_0)$ 为第 i 个阵元发射信号的二相码, 取值为 0 或 π ; $\varphi_4(i) = f_i[i - (N+1)/2]d \sin(\beta)/c + \varphi_i/(2\pi)$, 把 $\varphi_4(i)$ 中的 β 变为 θ , 则 (9) 式就成了 $y_T(n)$, 很明显 $y_M(n)$ 和 $y_T(n)$ 不再有延迟段相似性, 因而就无距离方向耦合栅瓣产生。图 3 为相位编码时的波束方向图, 由于消除了距离方向耦合栅瓣, 波束方向图的旁瓣要比图 2 低得多。

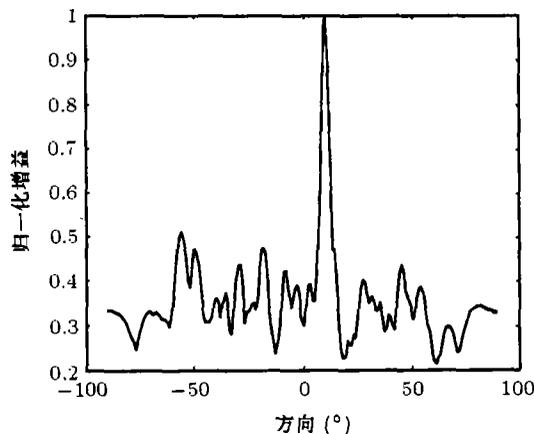


图 3 波束方向图 (相位编码)

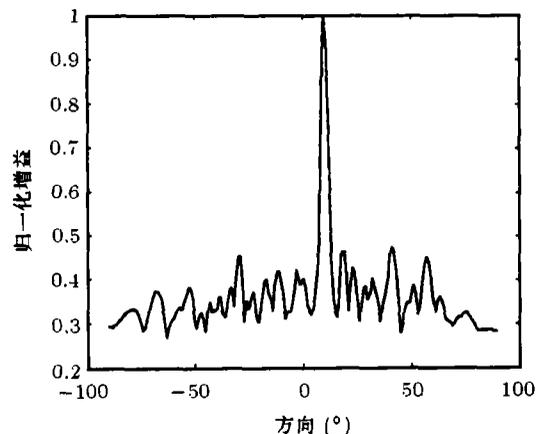


图 4 波束方向图 (频率顺序随机排列)

3.2 发射频率顺序随机排列法

对 N 个阵元的发射频率顺序随机排列, (9) 式中 $\varphi_3(i)$ 变为

$$\varphi_i(i) = (f_i - f_0)(n\Delta t - \tau_0) \quad (10)$$

可以看出, $y_M(n)$ 和 $y_T(n)$ 也不再具有延迟段相似性, 从而就避免了距离方向耦合栅瓣产生。图 4 为发射频率顺序随机排列时的波束方向图, 旁瓣也低于图 2。虽然图 3 和图 4 中波束图旁瓣低于图 2 中的旁瓣, 但它们还是相当高, 如何进一步降低 SIAR 波束方向图的旁瓣方向, 我们将另文研究。

若 SIAR 的发射阵为平面圆阵, 阵元在同一圆周上均匀排列, 则 $y_M(n)$ 和 $y_T(n)$ 之间没有延迟段相似性, 也就无距离方向耦合栅瓣产生, 这正是以前研究 SIAR 的文章没有涉及到距离方向耦合栅瓣的原因。

4 结 论

综合脉冲与孔径雷达在脉冲综合中很容易产生距离与方向耦合栅瓣,这对雷达目标检测极为不利,本文对这种耦合栅瓣产生的原因进行了分析,并给出了两种克服这种栅瓣现象的方法。计算机仿真结果表明这两种方法都能有效消除耦合栅瓣,降低阵列波束方向图的旁瓣。

参 考 文 献

- [1] 张庆文, 保铮, 张玉洪, 综合脉冲和天线雷达时空的三维匹配滤波及性能分析, 电子科学学报, 1994, 16(5), 481-489.
- [2] 陈伯孝, 张守宏, 基于相位编码的稀布阵综合脉冲孔径雷达的脉冲压缩性能分析, 电子科学学报, 1998, 20(1), 50-55.
- [3] 陈伯孝, 张守宏, 稀布阵综合脉冲孔径雷达目标距离的精密测量和跟踪, 电子科学学报, 1997, 19(6), 780-785.
- [4] J. Dorey, et al., RIAS, Radar a Impulsion et Antenne Synthetique, Collogue International Surle Radar, Paris, April, 1989, 556-562.
- [5] 保铮, 张庆文, 一种新型的米波雷达——综合脉冲与孔径雷达, 现代雷达, 1995, 17(1), 1-13.
- [6] 陈伯孝, SIAR 四维跟踪及其长相干积累等技术研究, 博士论文, 西安, 西安电子科技大学, 1997.
- [7] 吴剑旗, 阮信畅, 稀布阵综合脉冲与孔径雷达主要性能分析, 现代电子, 1994, (2), 1-6.

THE GRATING LOBE INDUCED BY THE COUPLING OF RANGE AND DIRECTION IN SIAR AND ITS ELIMINATION

Zhao Yongbo Liu Maocang Zhang Shouhong

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

Abstract In this paper the grating lobe induced by the coupling of range and direction in the synthetic impulse for SIAR is studied and the reason why the grating lobe is generated is analyzed. Two methods that can eliminate the grating lobe are presented. Computer simulation results show these methods are effective.

Key words Synthetic impulse and aperture radar, Coupling of range and direction, Phase-coded, Random permutation

赵永波: 男, 1972年生, 讲师, 主要研究方向为阵列信号处理、雷达信号处理、综合脉冲与孔径雷达。
 刘茂仓: 男, 1961年生, 高级工程师, 主要研究方向为雷达信号处理的工程设计与实现。
 张守宏: 男, 1938年生, 教授, 博士生导师, 中国电子学会会士, 主要研究方向为信号处理、雷达系统等。