

· 抗干扰专题 ·

DOI:10.16592/j.cnki.1004-7859.2021.08.014

基于随机相位调制的阵列雷达抗干扰研究

邓振明^{*1}, 宁春玲¹, 史 珂²

(1. 哈尔滨通用飞机工业有限责任公司, 哈尔滨 150066; 2. 中国民用航空飞行学院, 四川 广汉 618307)

摘要:为提升阵列雷达抗干扰能力,利用随机相位调制增加每一阵元发射信号之间的非相关性,实现发射信号的非平面波前。从发射信号原理入手,探究随机相位调制对于探测信号与抗干扰的优势,研究阵列天线的时空相关性,建立基于随机相位调制的发射信号数学模型,用于提升探测信号的抗干扰能力。仿真实验表明:当随机调制范围达到 $[-\pi/3, \pi/3]$ 时,目标与环境信号之间能够有效分辨,对于环境杂波的抑制可达到3 dB,而进一步增大调制范围则对杂波的抑制提升不明显。

关键词:随机相位;相控阵;雷达;抗干扰;非平面波前

中图分类号:TN973 文献标志码:A 文章编号:1004-7859(2021)08-0084-09

引用格式:邓振明, 宁春玲, 史 珂. 基于随机相位调制的阵列雷达抗干扰研究[J]. 现代雷达, 2021, 43(8): 84-92.

DENG Zhenming, NING Chunling, SHI Ke. A study on anti-jamming of array radar based on random phase modulation [J]. Modern Radar, 2021, 43(8): 84-92.

A Study on Anti-jamming of Array Radar Based on Random Phase Modulation

DENG Zhenming^{*1}, NING Chunling¹, SHI Ke²

(1. AVIC Harbin General Aircraft Industry Co., Ltd., Harbin 150066, China)

(2. Civil Aviation Flight University of China, Guanghan 618307, China)

Abstract: In order to improve the anti-jamming ability of array radar, random phase modulation is used to increase the non correlation between the transmitted signals of each burst to realize the non plane wavefront of the transmitted signal. Starting from the principle of transmitting signal, the advantages of random phase modulation for detecting signal and anti-jamming are explored, and the spatial-temporal correlation of array antenna is studied. The mathematical model of transmitted signal based on random phase modulation is established to improve the anti-jamming ability of detection signal. Simulation results show that when the random modulation range reaches $[-\pi/3, \pi/3]$, the target and the environment signal can be effectively distinguished, and the suppression of the ambient clutter can reach 3 dB, while the further increase of the modulation range can not significantly improve the suppression of clutter.

Key words:random phase; phased array; radar; anti-interference; non plane wavefront

0 引言

阵列雷达通过改变每一发射天线的信号调制方式提升其抗干扰能力。发射信号与目标区域杂波环境共同制约着回波信号的生成,因而对二者进行研究是必要的。对于相控阵雷达而言,增加不同阵元之间发射信号的非相关性^[1]能够提升各发射阵列间的差异,使得探测信号到达目标区域各散射点的辐射模式多样化^[2],从而提升发射信号抗干扰能力。随着信号处理技术与相关元器件的发展,相关专家学者针对波束抗干扰能力提出了相关的发射信号设计方法,且有一部分已经用于有源探测系统之中。2009年,利物浦大学公开报道了基于压缩感知的太赫兹脉冲分光成像系

统^[3],该系统利用时域光谱技术原理探测回波,通过优化的随机掩膜板进一步降低了采样次数,提升高分辨率探测效率的同时大幅提升了雷达回波质量;2016年,天津大学团队提出了采用可平移的掩膜板实现孔径编码,与美国莱斯大学所提成像方法类似^[4]。2014年,美国国防高级研究计划局发布了成像雷达先进扫描技术的研究项目^[5],意在研究一种不依赖合成孔径雷达和逆合成孔径雷达成像过程中目标与阵列雷达系统之间相对运动的先进雷达探测技术,且探测系统拥有比相控阵雷达系统更低的复杂程度,很大程度上提升了相控阵雷达的抗干扰能力。

为实现相控阵雷达的高精度探测,本文利用随机调频算法对阵列雷达发射信号进行研究,利用随机相位调制增加每一阵元发射信号之间的非相关性,探究

随机相位调制对于提升抗干扰能力的优势, 同时研究时空相关性对波形质量的影响, 并建立基于随机相位调制的发射信号数学模型。由于随机相位调制后回波信号会产生非平面波前, 会对后续波束形成造成一定的影响, 但可大幅提升雷达抗干扰能力; 对于波束的形成可通过改变发射间隔来解决, 本文不再赘述。

1 随机相位调制原理分析

由平面波分解定理可知^[6]: 相邻阵元之间的发射波束的自由度越高(非相关性越强), 探测信号到达待测目标平面后, 由目标区域强散射点反射得到的回波信号与环境杂波的差异性就越强。本文提出利用随机相位调制实现单次发射波形模式的多样化, 增大探测波束模式的多样性, 探测波束就可以产生不同的电磁波照射模式^[7]。

相比于传统的毫米波探测系统, 随机调相后的发射波束为有限的相控阵天线平面提供了更多样性的辐射模式, 极大地提升了毫米波阵列雷达的探测能力^[8-9]。探测信号前视辐照示意图如图 1 所示。

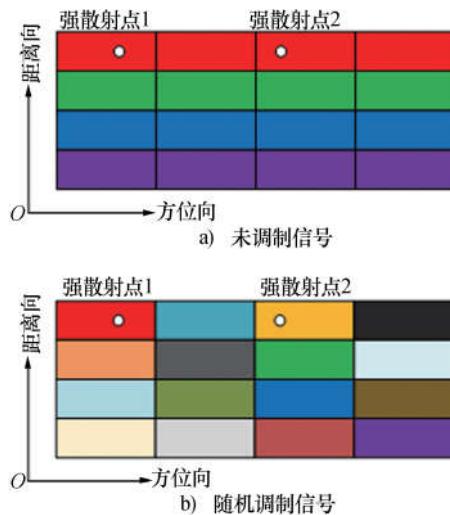


图 1 基于随机相位调制的探测示意图

以两个强散射点目标为例, 图 1 中不同的颜色表示不同时刻到达不同距离向的波束方向图, 每一小方格表示阵列雷达在方位向与距离向的最小分辨单元。对比两种探测模式, 未调制信号在同一距离向上的方向图保持一致; 而随机相位调制后在同一距离向内的波束方向图具有差异性。回波信号可以表示为

$$\mathbf{S}_r = \mathbf{S} \cdot \boldsymbol{\sigma} + \mathbf{N}_r \quad (1)$$

式中: \mathbf{S}_r 表示回波信号矩阵; \mathbf{S} 表示发射信号矩阵; $\boldsymbol{\sigma}$

表示目标区域强散射点散射系数矩阵; \mathbf{N}_r 表示接收噪声矩阵。由式(1)可知, 回波信号矩阵 \mathbf{S}_r 与发射信号矩阵 \mathbf{S} 均为相控阵阵列雷达的先验知识, 其中

$$\mathbf{S}_r = [S_r(t_1) \ S_r(t_2) \ \cdots \ S_r(t_N)]^T \quad (2)$$

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} S(t_1, \mathbf{r}_1) & S(t_1, \mathbf{r}_2) & \cdots & S(t_1, \mathbf{r}_K) \\ S(t_2, \mathbf{r}_1) & S(t_2, \mathbf{r}_2) & \cdots & S(t_2, \mathbf{r}_K) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ S(t_N, \mathbf{r}_1) & S(t_N, \mathbf{r}_2) & \cdots & S(t_N, \mathbf{r}_K) \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\boldsymbol{\sigma} = [\sigma_1 \ \sigma_2 \ \cdots \ \sigma_K]^T \quad (4)$$

$$\mathbf{N}_r = [N(t_1) \ N(t_2) \ \cdots \ N(t_N)]^T \quad (5)$$

式中: \mathbf{r} 表示成像网格中心的位置向量; 且定义发射信号中 t_N 时刻、位于 \mathbf{r}_k 网格处的信号 $S(t_N, \mathbf{r}_k)$ 为

$$S(t_N, \mathbf{r}_k) = \sum_{m=1}^M S_m \left(t_N - \frac{|\mathbf{r}_k - \mathbf{R}_m|}{c} \right) \quad (6)$$

式中: S_m 表示第 m 个编码阵元的发射信号; \mathbf{R}_m 表示第 m 个发射阵元的位置。根据推导, 相控阵阵列雷达前视探测即变成求解式(1)的解。反射得到的回波信号可以表示为

$$\begin{cases} S_r(t_1) = \sigma_1 S(t_1) + \sigma_2 S(t_1) = (\sigma_1 + \sigma_2) S(t_1) \\ S_r(t_2) = \sigma_1 S(t_2) + \sigma_2 S(t_2) = (\sigma_1 + \sigma_2) S(t_2) \\ \vdots \\ S_r(t_N) = \sigma_1 S(t_N) + \sigma_2 S(t_N) = (\sigma_1 + \sigma_2) S(t_N) \end{cases} \quad (7)$$

由于缺乏有效的方程数量, 即发射信号矩阵各行、列向量之间存在相关性, 发射信号逆矩阵只能利用广义逆矩阵表示, 而经过随机相位调制后所获得的回波信号可以表示为

$$\begin{cases} S_r(t_1) = \sigma_1 S_1(t_1) + \sigma_2 S_1(t_1) \\ S_r(t_2) = \sigma_1 S_1(t_2) + \sigma_2 S_2(t_2) \\ \vdots \\ S_r(t_N) = \sigma_1 S_1(t_N) + \sigma_2 S_2(t_N) \end{cases} \quad (8)$$

1.1 探测信号时空相关性对探测的影响

对探测信号与时空相关性之间的关系进行探究, 则式(3)可写为

$$\begin{cases} \mathbf{S} = [s_1 \ s_2 \ \cdots \ s_k \ \cdots \ s_K]^T \\ \mathbf{S} = [s^1 \ s^2 \ \cdots \ s^k \ \cdots \ s^K]^T \end{cases} \quad (9)$$

式中: s_k 表示第 k 个列向量, 记为

$$s_k = [S(t_1, \mathbf{r}_k) \quad S(t_2, \mathbf{r}_k) \quad \cdots \quad S(t_N, \mathbf{r}_k)]^\top \quad (10)$$

式中: $S(t_n, \mathbf{r}_k)$ 可以具体表示为

$$S(t_n, \mathbf{r}_k) = \sum_{m=1}^M S_m(t_n - \tau_{mk}) \quad (11)$$

为便于理论推导, 利用式(11)代替式(6)进行了简化处理, 得

$$\gamma_{\text{space}} = \langle s_i, s_j \rangle \quad (12)$$

式中: $\langle \cdot \rangle$ 表示取相关函数; s_i 和 s_j 分别表示 S 中的第 i 个和第 j 个列向量。将式(12)展开, 得

$$\gamma_{\text{space}} = E \left[\sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M S_m(t_n - \tau_{mi}) S_m^*(t_n - \tau_{mj}) \right] \quad (13)$$

式中: 当 $\gamma_{\text{space}} = 0$ 时, 元素之间的空间非相关性越大, 因此方位向分辨率越高。同理, 令 γ_{time} 表示不同信号的时间相关性, 则 γ_{time} 可以表示为

$$\gamma_{\text{time}} = E \left[\sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^M S_m(t_x - \tau_{mk}) S_m^*(t_y - \tau_{mk}) \right] \quad (14)$$

式中: t_x, t_y 分别对应行原子 s^x, s^y 的快时间; 与空间相关性类似, 当 $\gamma_{\text{time}} = 0$ 时, 元素之间的时间非相关性越大。设阵列雷达某一阵元的初始发射信号表示为

$$S_i(t) = a \exp \left[j2\pi \left(f_c t + \frac{1}{2} k t^2 \right) \right] \quad (15)$$

式中: f_c 表示发射信号载频; k 表示调制斜率。则回波信号可表示为

$$s_m(t, \tau_m) = a \exp \left\{ -j2\pi \left[f_c \tau_m + \frac{1}{2} k(t - \tau_m)^2 \right] + \varphi(t, m) \right\} \quad (16)$$

式中: τ_m 表示第 m 个阵元的时间延迟。需要说明的是, 为简化推导, 由于天线罩造成的相位偏移忽略不计。将式(16)展开, 具体的表达式为

$$\begin{aligned} \gamma_{\text{space}} = & E \left\{ \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M |a|^2 \exp \left[j2\pi \left(f_c(t_n - \tau_{mi}) + \frac{1}{2} k(t_n - \tau_{mi})^2 \right) + \varphi(t_n, m) \right] \cdot \right. \\ & \exp \left[-j2\pi \left(f_c(t_n - \tau_{mj}) + \frac{1}{2} k(t_n - \tau_{mj})^2 \right) + \varphi(t_n, m) \right] \left. \right\} \quad (17) \end{aligned}$$

令 $\Delta\tau_{mji} = \tau_{mj} - \tau_{mi}$, 则式(17)可以写为

$$\begin{aligned} \gamma_{\text{space}} = & E \left\{ \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M |a|^2 \cdot \exp \left[j2\pi \left(f_c \Delta\tau_{mji} + \frac{1}{2} k \Delta\tau_{mji} \cdot (2t_n - \tau_{mj} - \tau_{mi})^2 \right) \right] \right\} \quad (18) \end{aligned}$$

设初始时刻 $t_0 = 0$, 且采样频率为 f_s , 则采样时间间隔为 $t_s = 1/f_s$ 。回波信号中的第 n 个点的时刻 t_n 可以表示为 nt_s 。在实际探测过程中, 探测信号由阵列雷达天线向目标平面进行辐射, 到达不同成像单元的时间延迟可以近似认为相等, 即 $\tau_{mj} = \tau_{mi} = \tau_0$, 则式(18)可以简化表示为

$$\begin{aligned} \gamma_{\text{space}} = & E \left\{ \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M |a|^2 \exp \left[j2\pi \left((f_c - k\tau_0) \Delta\tau_{mji} + nkt_s \Delta\tau_{mji} \right) \right] \right\} = E \left\{ \sum_{m=1}^M |a|^2 N \cdot \text{sinc}(Nkt_s \Delta\tau_{mji}) \cdot \right. \\ & \left. \exp \left[j2\pi \left((f_c - k\tau_0 + \frac{N-1}{2} kt_s) \Delta\tau_{mji} \right) \right] \right\} \quad (19) \end{aligned}$$

由式(19)可知, 空间相关性对应不同阵元单元的相关函数之和, 因此空间非相关性与时间采样次数、线性调频系数、时间采样间隔和成像阵元间隔成正比。将式(18)按照另一种方式简化, 可得

$$\begin{aligned} \gamma_{\text{space}} = & E \left\{ \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M |a|^2 \exp \left[j2\varphi_i(\Delta\tau_{ji} + (m-1)d) \right] \right\} = \\ & E \left\{ \sum_{n=1}^N |a|^2 M \cdot \text{sinc}(M\varphi_i d) \cdot \right. \\ & \left. \exp \left[j\varphi_i(2\Delta\tau_{ji} + (m-3)d) \right] \right\} \quad (20) \end{aligned}$$

式中: $\Delta\tau_{ji}$ 表示第一阵元到达第 i 个和第 j 个探测单元的时间延迟差, 且 $\varphi_i = \pi[f_c + k(nt_s - \tau_0)]$ 。由式(20)可以看出, 空间非相关性与探测信号载频、天线阵元数量与间距、目标相对距离成反比。

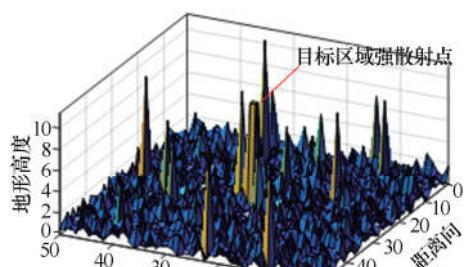
同理, 对时间相关性进行展开与简化, 则有

$$\begin{aligned} \gamma_{\text{time}} = & E \left\{ \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^M |a|^2 \exp \left[j2\pi \left(f_c(t_x - \tau_{mk}) + \frac{1}{2} k(t_x - \tau_{mk})^2 \right) + \varphi(t_x, m) \right] \cdot \right. \\ & \exp \left[-j2\pi \left(f_c(t_y - \tau_{mk}) + \frac{1}{2} k(t_y - \tau_{mk})^2 \right) - \varphi(t_y, m) \right] \left. \right\} \quad (21) \end{aligned}$$

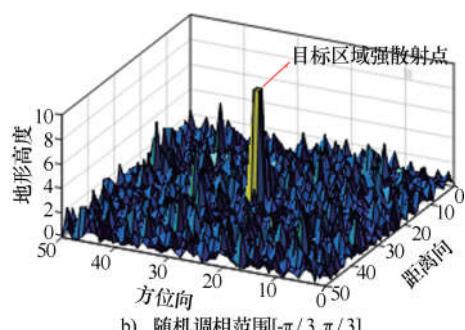
令 $\Delta t_{xy} = t_x - t_y$, 同样地, 在远场条件下, 认为 $\tau_{mk} = \tau_0$, 则式(21)可以简化为

$$\gamma_{\text{time}} = E \left\{ \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^M |a|^2 \exp \left[j2\pi \left(f_c \Delta t_{xy} + \frac{1}{2} k \Delta t_{xy} \cdot (2\tau_0 - t_x - t_y)^2 \right) \cdot \exp[\varphi(t_x, m) - \varphi(t_y, m)] \right] \right\} \quad (22)$$

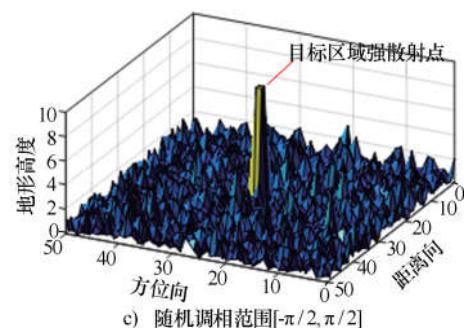
由式(22)可知, 时间相关性与编码天线的调相范围有关, 编码天线的随机调相范围越大, 探测信号的时间非相关性越强。根据相控阵探测信号对前视目标区域中的强散射点在不同的影响因素条件下进行仿真实验, 以说明天线前端随机相位调制与传统探测信号的强散射点分辨结果。仿真结果如图2所示。



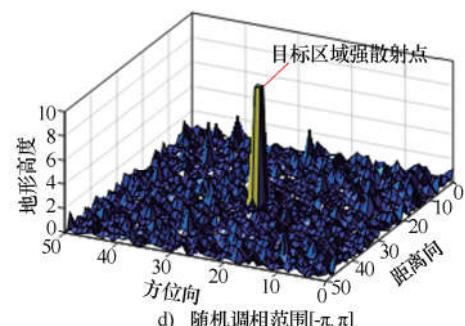
a) 无相位调制



b) 随机调相范围[-π/3, π/3]



c) 随机调相范围[-π/2, π/2]

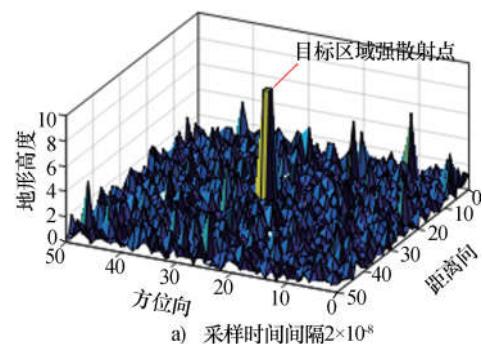
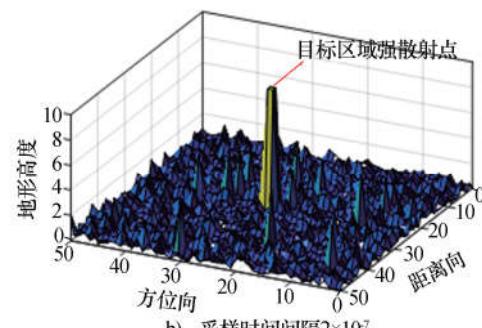
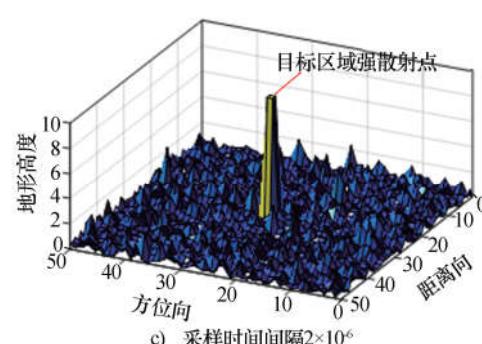


d) 随机调相范围[-π, π]

图2 不同随机相位调制范围目标区域强散射点分辨率

图2a)中, 当前端信号未经过相位调制时, 对于强散射点的探测结果中出现了很多类似强散射点的杂波信号, 影响了阵列雷达对于强散射点的判断, 不利于阵列雷达探测; 当发射信号经过随机相位调制后, 获得的探测结果分辨率更高。

图3和图4分别说明了不同采样时间间隔与采样点数对目标区域强散射点的探测分辨率的影响: 采样时间间隔越长、采样点数越多时, 能够获得更高的目标区域强散射点探测分辨率。但在实际应用过程中, 还必须考虑因探测造成的更长的算法响应耗时, 如图4c)和图4d)所示。对比两次的测量结果可以发现当采样点数达到一定程度时, 分辨率提升的速率并不完全匹配于采样点数的增加速率, 也就是说满足阵列雷达的实际误差要求即可, 不应过分追求前视分辨率而增加信号处理的整体耗时。

a) 采样时间间隔2×10⁻⁸b) 采样时间间隔2×10⁻⁷c) 采样时间间隔2×10⁻⁶

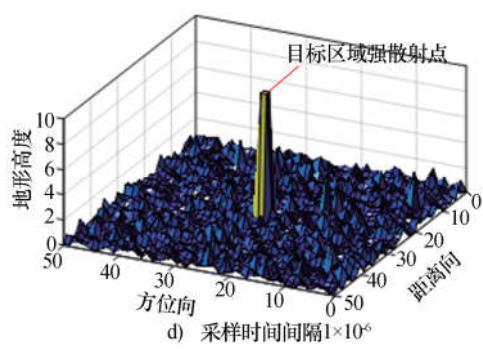


图3 不同采样时间间隔时目标区域强散射点分辨率

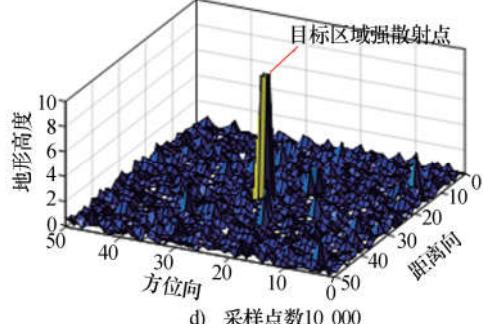
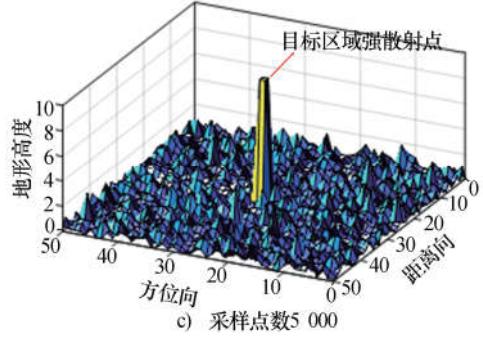
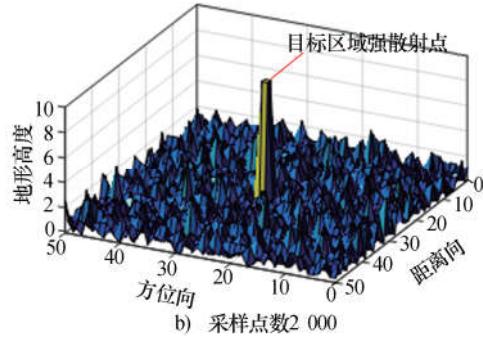
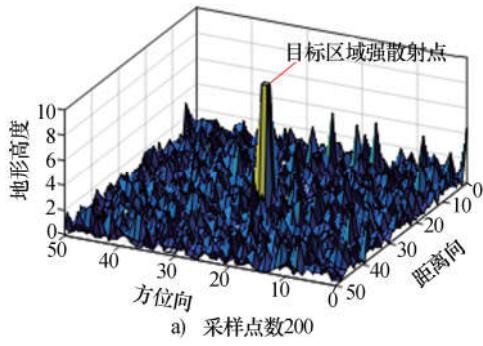


图4 不同采样点数时目标区域强散射点分辨率

1.2 基于随机相位调制的发射信号数学模型

相控阵发射天线通过移相器实现每一阵元的初始相位按照固定步长进行调制,从而实现相位控制。因此,相控阵阵列雷达能够通过调整移相器的相位调制方式来实现对每一阵元发射信号的随机调制,通过设置合适的随机相位调制范围,即可在实现高分辨探测的同时兼顾探测过程的整体响应效率。

对相控阵每一阵元发射波形的幅度与相位进行调制,从而使合成的探测波束具备随机相位调制特性,以标准一维线阵为例(ULA),线控阵阵列雷达实现每一发射信号相位调制的具体方法如图5所示。

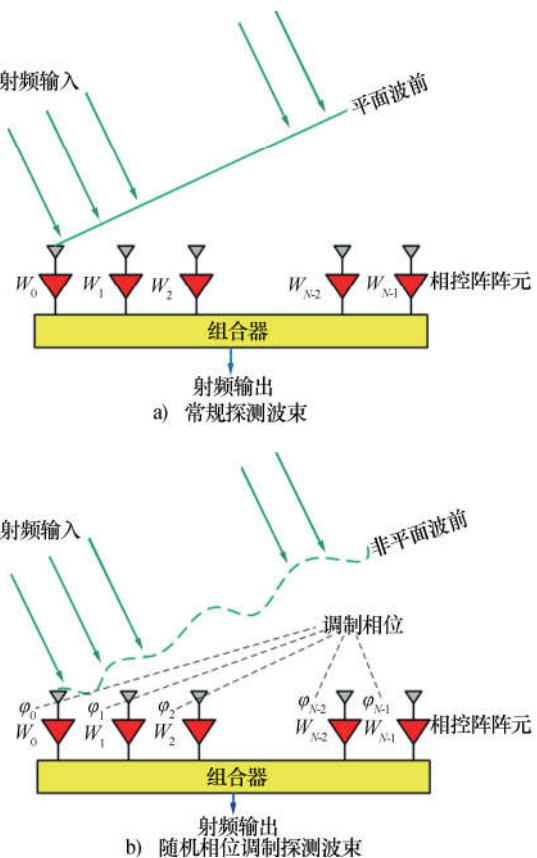


图5 ULA 的常规探测波束与随机相位调制探测波束

为实现阵列抗干扰,相控阵阵列雷达的探测波形为线性调频子脉冲频率步进信号,由不同的阵元向外辐射脉冲信号;经过目标区域的强散射点反射后,回波信号依旧携带这些调制信息,且相较于未调制信号探测,由目标反射形成的回波信号拥有更多的目标区域强散射点的有效信息。

按照前文理论推导,接收天线位置处的目标散射回波可以由弗雷德霍姆方程^[10]表示

$$E_s(t) = \int_S \sigma(\mathbf{r}_0) E_i(\mathbf{r}_0, t) dS \quad (23)$$

式中: $E_i(\mathbf{r}_0, t)$ 表示 t 时刻 \mathbf{r}_0 个散射单元处的探测波束辐射场; $E_s(t)$ 为 S 范围内的所有散射单元回波能量, 由不同位置处的散射系数 $\sigma(\mathbf{r}_0)$ 与辐射场 $E_i(\mathbf{r}_0, t)$ 乘积的积分获得。

为实现波束覆盖范围内抗干扰能力就必须为同一波束辐射场赋予更多的独立、正交方程, 这就要求在同一波束覆盖的区域内, 波束辐射场的内部必须具备时间与空间上的统计独立特性, 波束内不同的强散射点就会被差异性分布的辐射场所标度, 即存在不同的独立方程来定义不同强散射点的回波信号, 以确保散射场的回波中蕴含了所有可辨识的目标空间分布信息。若将波束视为线性过程, 对于线性探测系统可表示为

$$\mathbf{y} = \mathbf{Hx} \quad (24)$$

式中: \mathbf{y} 为接收天线截获的目标回波信号矩阵; \mathbf{H} 为系统的传递矩阵, 由探测模型决定; \mathbf{x} 为目标区域内的散射点矩阵。随机相位调制依靠矩阵 \mathbf{H} 表示, 体现在求解 \mathbf{x} 的过程中, 发射信号方向图矩阵 \mathbf{H} 的行、列非相关性较强。对式(24)中的矩阵 \mathbf{H} 进行描述, 有

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h(1) & & & \\ h(2) & h(1) & & \\ \vdots & h(2) & \cdots & \\ h(M) & \vdots & \cdots & h(1) \\ & h(M) & \cdots & h(2) \\ & & \vdots & \\ & & & h(M) \end{bmatrix}_{(N+M-1) \times N} \quad (25)$$

式中: $h(1) \sim h(M)$ 为发射天线方向图采样数据; \mathbf{H} 表示阵列信号的方向图矩阵。因此, 已知阵列雷达天线根据目标区域回波信号矩阵 \mathbf{y} 与发射信号方向图矩阵 \mathbf{H} , 求解目标区域的散射点矩阵 \mathbf{x} 。一般而言, 用最小二乘解作为 \mathbf{x} 的精确解, 则有

$$\mathbf{x}_{\text{LS}} = (\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \mathbf{y} \quad (26)$$

对 \mathbf{H} 进行奇异值分解, 得

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}_{\text{LS}} \mathbf{D} \mathbf{V}_{\text{LS}}^T \quad (27)$$

式中: \mathbf{U}_{LS} 和 \mathbf{V}_{LS} 均为单位正交矩阵, 则矩阵 \mathbf{D} 可以表示为

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} \delta_1 & & & \\ & \delta_2 & & \\ & & \ddots & \\ & & & \delta_N \\ & 0 & & \\ & & \ddots & \\ & & & \delta_{N+M-1} \end{bmatrix}_{(N+M-1) \times N} \quad (28)$$

式中: 矩阵中的元素 δ_i 可以表示为 $\delta_i = \sqrt{\lambda_i}$, 其中, λ_i 为 $\mathbf{H}^T \mathbf{H}$ 的特征值。则由特征值分解可得 \mathbf{x} 的解为

$$\mathbf{x}_{\text{LS}} = \mathbf{V}_{\text{LS}} \begin{bmatrix} \delta_1^{-1} & & & \\ & \delta_2^{-1} & & \\ & & \ddots & \\ & & & 0 & \cdots \\ & & & & \delta_{N+M-1}^{-1} \end{bmatrix} \mathbf{U}_{\text{LS}}^T \mathbf{y} = \sum_{i=1}^{N+M-1} \frac{\mathbf{u}_i^T \mathbf{y}}{\delta_i} \mathbf{v}_i \quad (29)$$

式中: \mathbf{u} 和 \mathbf{v} 分别为矩阵 \mathbf{U}_{LS} 和 \mathbf{V}_{LS} 的元素。通常情况下, 阵列雷达的方向图一般由一系列的 Sinc 函数叠加组成, 此时的 δ_i 呈现梯形下降分布且数值跨度较大, 即使信噪比很大, 也会使求解的 \mathbf{x}_{LS} 与真实解之间相差较大。

2 目标区域散射系数矩阵重构算法研究

2.1 正则化匹配追踪算法重构矩阵理论推导

压缩感知(CS)理论充分将信号稀疏度估计用于处理观测矩阵, 实现源信号准确估计^[11]。相关重构算法是 CS 理论的关键技术, 包括贪婪算法、正交匹配追踪算法(OMP)^[12]、正则化正交匹配算法(ROMP)^[13]、子空间追踪算法(SP)等, 上述算法在信号重构的过程中必须以观测矩阵稀疏度为先验知识才能有效实现源信号准确估计。基于此, 稀疏度自适应匹配追踪算法(SAMP)^[14]被提出, 能够在没有稀疏度先验知识的条件下对源信号进行重构。如式(24)所示, 对于阵列雷达而言, \mathbf{y} 为 $M \times 1$ 维的观测矩阵; \mathbf{x} 为目标区域 $N \times 1$ 维的散射点系数矩阵, 且 \mathbf{x} 为稀疏矩阵; \mathbf{H} 为 $M \times N$ 维的变换矩阵。可分别表示为

$$\begin{cases} \mathbf{y} = [y_1 \ y_2 \ \cdots \ y_M]^T \\ \mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ \cdots \ x_N]^T \\ \mathbf{H} = [h_1 \ h_2 \ \cdots \ h_M]^T \end{cases} \quad (30)$$

式中: \mathbf{h}_i 为第 i 个阵元波束方向图向量 ($1 \times N$ 维)。SAMP 重构算法的具体流程是根据残差迭代对目标散射点系数矩阵的稀疏度进行逐渐逼近,从而最终实现信号矩阵准确重构。当 SAMP 对待重构目标信号矩阵稀疏度进行估计时,必须满足有限等距性质 (RIP) 条件,即有:

命题 1: 当矩阵 \mathbf{H} 以参数 (K, δ_K) 满足 RIP 条件时,其中 K 为 \mathbf{x} 的真实稀疏度,若 $K_0 \geq K$,有

$$\|\mathbf{H}_{F_0}^T \mathbf{y}\|_2 \geq \frac{1 - \delta_K}{1 + \delta_K} \|\mathbf{y}\|_2 \quad (31)$$

式中: K_0 为估计的初始稀疏度; F_0 为 \mathbf{H} 中与残差最匹配的 K_0 个元素对应的索引集合; \mathbf{H}_{F_0} 为 \mathbf{H} 中对应索引集 F_0 的元素集合。

在传统的 SAMP 算法中,需要首先对待重构矩阵的稀疏度进行估计,从而将稀疏度作为先验知识用于信号重构。在对稀疏度进行估计的过程中,若设置初始稀疏度为 1 或阶段步长取较小值,步长较小时则需要更多次的匹配、更新、信号估计以及残差更新等步骤,估计精度提高的同时却降低了算法的整体效率;若初始稀疏度设置较大或步长取值较大时,算法的整体效率会得到提升,但是估计精度会受到影响。为此,提出一种改进的自适应变步长正则化信号重构算法,每一次迭代首先计算残差 \mathbf{r} ,然后根据选择的观测矩阵中各元素与残差最匹配元素,得到二者的相关系数,可以表示为

$$\mathbf{u} = \{u_i \mid u_i = |\langle \mathbf{r}_i, \mathbf{h}_i \rangle|, i = 1, 2, \dots, N\} \quad (32)$$

式中: $\langle \cdot, \cdot \rangle$ 为相关函数。令 \mathbf{r}_0 为初始迭代残差,则 \mathbf{r}_0 表示为

$$\mathbf{r}_0 = \mathbf{y} - \mathbf{H}_F \hat{\mathbf{x}} \quad (33)$$

式中: $\hat{\mathbf{x}}$ 为散射点系数矩阵估计值,可表示为

$$\hat{\mathbf{x}} = \arg \min \|\mathbf{y} - \mathbf{Hx}\|_2 \quad (34)$$

式中: $\|\cdot\|_2$ 为 2 范数。每次迭代过程中均采用最小二乘法进行信号残差更新,得

$$\mathbf{r}_{\text{new}} = \mathbf{y} - \mathbf{H}_F \hat{\mathbf{x}} = \mathbf{y} - \mathbf{H}_F \mathbf{H}_F^* \mathbf{y} \quad (35)$$

式中: \mathbf{H}_F^* 为 \mathbf{H}_F 的伪逆矩阵。在某一迭代过程中,支撑集的大小保持不变,利用式(33)求取测量矩阵的各元素与残差的相关系数;合并索引集与上一次迭代的支撑集得到候选集,利用残差与候选集中每一元素的内积最大值对应的索引形成当前迭代过程的支撑集 F^* 。因此,SAMP 算法的重构精度与重构效率受步长和初始稀疏度估计值的影响较大,综合考虑算法的初始稀疏度以及算法迭代步长,可同时提升算法最终的估计精度与效率。

2.2 改进的稀疏度自适应匹配追踪算法研究

设 F_a 为 \mathbf{y} 的真实支撑集,用 $\text{num}(\cdot)$ 表示该集合中的元素个数,则有 $\text{num}(F_a) = K$ 。利用式(32)可得相关系数集合 \mathbf{u} ,设 u_i 为集合 \mathbf{u} 中的第 i 个元素,集合 \mathbf{u} 中前 K_0 个最大值对应的索引集为 F_0 ,则 $\text{num}(F_0) = K_0$ 。

命题 2: 当命题 1 的逆否命题为真命题时,可以实现对稀疏度 K 的初始估计。设置 K_0 为待重构信号的初始稀疏度,若 $\|\mathbf{H}_{F_0}^T \mathbf{y}\|_2 < \frac{1-\delta_K}{1+\delta_K} \|\mathbf{y}\|_2$,则增加 K_0 直至上述不等式不成立时,可以获得重构信号的初始残差。相比于传统的 SAMP 算法,改进稀疏度自适应匹配追踪算法 (MSAMP) 在信号重构前,对待重构信号的初始稀疏度进行了约束,保证在算法迭代过程的初始条件优于传统 SAMP 信号重构算法,对信号重构精度以及算法效率均有利。

在 SAMP 算法中,由于目标区域非协作,待测矩阵的稀疏度未知,因此将初始阶段步长设置为 1 能够保证对目标区域散射矩阵稀疏度的准确估计,但是会造成算法的整体响应耗时增加。利用自适应步长能够进一步改进 SAMP 算法,使其估计精度与算法效率达到最佳。

将 MSAMP 算法与其他正则化重构算法进行比较。以重构矩阵的误差作为衡量算法精度的标准,以算法收敛速度作为衡量算法效率的标准。实验中随机生成目标散射向量,向量长度为 256, 观测信号长度为 128, 分别在 $K=30$ 与 $K=50$ 两种条件下进行仿真,结果如图 6 所示。

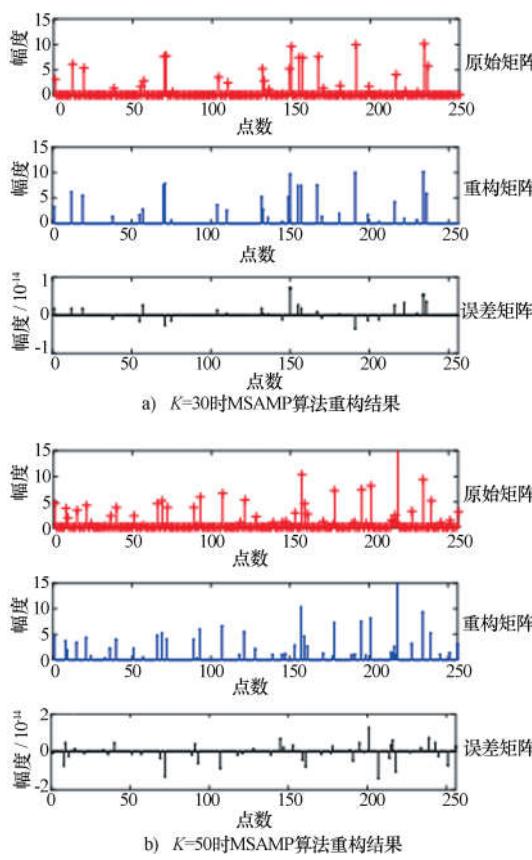


图 6 不同稀疏度条件下 MSAMP 算法重构结构

由重构结果可以说明 MSAMP 能够对非协作条件下的散射系数矩阵准确重构, 误差满足应用需求。为进一步说明 MSAMP 算法的优越性, 在不同的采样点数与稀疏度条件下进行重构仿真, 重构结果如图 7 所示。

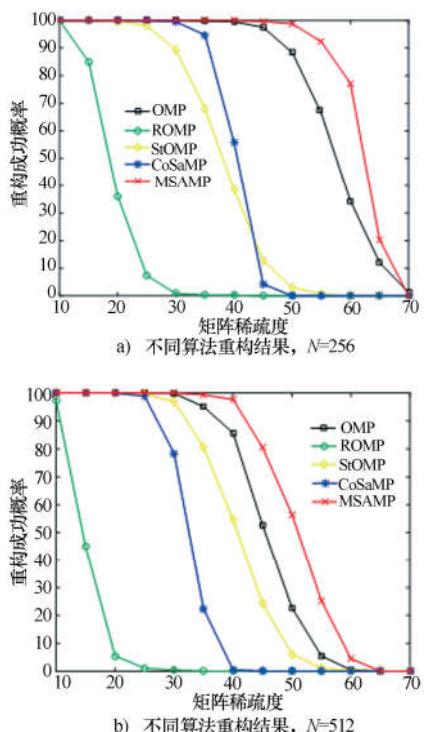


图 7 MSAMP 与不同重构算法分别在矩阵点数为 256 与 512 条件

将 MSAMP 算法与其他不同重构算法进行对比, 在不同的稀疏度条件下分别进行多次重构仿真实验, 相较于传统的稀疏重构算法, MSAMP 算法能够在稀疏度更低的条件下有效实现对目标矩阵的准确重构, 从一定程度上反映出该算法的优越性, 如图 8 所示。

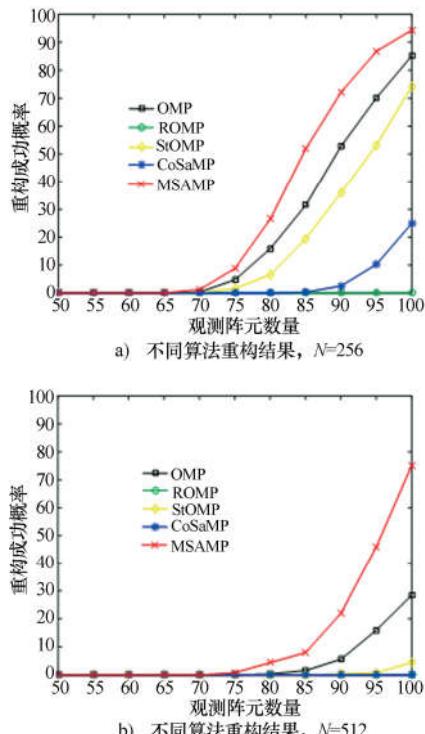


图 8 MSAMP 与不同重构算法分别在矩阵点数为 256 与 512 条件

分别在矩阵点数为 256 与 512 条件下, 利用 MSAMP 与其他重构算法在不同的观测阵元数量条件下进行仿真实验。纵坐标表示每一次重构结果的成功概率, 如图 8 所示, MSAMP 能够在更少观测阵元数量条件下实现对目标散射系数的向量的更准确的重构, 相比于传统的重构算法, MSAMP 算法对于观测阵元数量的要求更低, 因此更能适应复杂的观测环境。

3 结束语

本文对阵列雷达发射信号以及目标环境杂波信号进行了研究, 利用随机相位调制提升每一阵元探测波束之间的差异程度, 使探测波束在目标区域的反射回波能够携带更丰富、有效的目标区域信息。研究结果表明: 利用随机相位调制发射波束能够有效提升发射信号之间的非相关性, 将相位调制范围由 $[-\pi/3, \pi/3]$ 逐渐增大至 $[-\pi/2, \pi/2]$ 时, 能够更有效地获取目标信息, 通过仿真实验说明当随机调制范围达到 $[-\pi/3, \pi/3]$ 时, 目标与环境信号之间能够有效分辨, 对于环境杂波的抑制

可达到3 dB,而进一步增大调制范围对杂波的抑制提升不明显。

参考文献

- [1] 张朝霞,胡秀,王慧慧,等.基于随机采样法的光生混沌雷达信号周期性减弱研究[J].现代雷达,2017,39(5):35-39.
ZHANG Zhaoxia, HU Xiu, WANG Huihui, et al. A study on periodicity weakening of photonic chaotic radar signal based on the random sampling method[J]. Modern Radar, 2017, 39(5): 35-39.
- [2] LI D Z, LI X, CHENG Y Q, et al. Radar coincidence imaging: an instantaneous imaging technique with stochastic signal[J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2014, 52(4): 2261-2277.
- [3] 邓斌,陈硕,罗成高,等.太赫兹孔径编码成像研究综述[J].红外与毫米波学报,2017,36(3):302-310.
DENG Bin, CHEN Shuo, LUO Chenggao, et al. Review of terahertz coded-aperture imaging[J]. Journal of Infrared and Millimeter Waves, 2017, 36(3): 302-310.
- [4] PAN D, WANG Y Y, XU D G, et al. Signal pixel imaging with tunable terahertz parametric oscillator[J]. Applied Optics, 2016, 55(13): 3670-3675.
- [5] DARPA. Advanced scanning technology for imaging radars (ASTIR)[R]. Washington D. C.: DARPA, 2014.
- [6] BALL J, NICOLAS Y. Radar and radio signal processing [J]. Electronics, 2017, 6(3): 64.
- [7] CUI T J, QI M Q, WAN X, et al. Coding metamaterials, digital metamaterials and programmable metamaterials[J]. Light: Science & Applications, 2014, 3(10): e218.
- [8] LIU M J, LI S D, YANG J, et al. An anti-range aliasing method for random sparse chirp frequency-stepped signal [J]. Acta Electronica Sinica, 2018, 46(1): 39-47.
- [9] YU N F, GENEVENT P, KATS M A, et al. Light propagation with phase discontinuities: generalized laws of reflection and refraction[J]. Science, 2011, 334(6054): 333-337.
- [10] 周永芳,母丽华,李景和,等.一类Fredholm积分微分方程边值问题的数值方法[J].应用数学进展,2017,6(4):644-650.
ZHOU Yongfang, MU Lihua, LI Jinghe, et al. Numerical algorithm for a class of Fredholm integro-differential boundary value problems[J]. Advances in Applied Mathematics, 2017, 6(4): 644-650.
- [11] 吕明久,陈文峰,夏赛强,等.基于联合块稀疏模型的随机调频步进ISAR成像方法[J].电子与信息学报,2018,40(11):2614-2620.
LÜ Mingjiu, CHEN Wenfeng, XIA Saiqiang, et al. Random chirp frequency-stepped signal ISAR imaging algorithm based on joint block-sparse model[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2018, 40 (11): 2614 - 2620.
- [12] LONG T, HU C, WANG R, et al. entomological radar overview: system and signal processing[J]. IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, 2020, 35(1): 20-32.
- [13] OU J P, ZHANG J, ZHAN R H. Processing technology based on radar signal design and classification[J]. International Journal of Aerospace Engineering, 2020(21): 1-19.
- [14] MONTONEN J H, NEVARANTA N, LINDH T, et al. Experimental identification and parameter estimation of the mechanical driveline of a hybrid bus[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65 (7): 5921 - 5930.

作者简介:

- 邓振明 女,1983年生,大学本科,工程师,研究方向为航空电子技术;
- 宁春玲 女,1971年生,大学本科,工程师,研究方向为航空电子技术;
- 史珂 男,1982年生,硕士,高级工程师,研究方向为航空器维修与适航。