

文章编号: 2095-4980(2022)04-0325-07

天基分布式雷达相位估计与同步方法

罗 熹^{1,2}, 郭立新¹, 尚 社², 宋大伟², 李小军², 刘 伟¹

(1. 西安电子科技大学 物理与光电工程学院, 陕西 西安 710071; 2. 空间电子技术研究院 空间微波技术国家重点实验室, 陕西 西安 710100)

摘 要: 分布式全相参雷达是一种新体制、颠覆性雷达技术, 可将若干单元雷达进行信号处理级合成处理, 实现 N^3 信噪比增益, 可突破雷达功率孔径积的限制。由于星载平台雷达系统各单元间距较远, 星间无线相位估计与同步则成为核心问题之一。本文建立分布式相位同步理论模型, 通过对相位误差分析, 提出一种循环往返式相位同步方式。相比于主-从相位同步方式, 打破了分布式中心站限制, 提高了系统抗干扰能力和算法稳健性。仿真结果证明了方法的有效性。

关键词: 分布式; 全相参; 雷达; 相位估计与同步

中图分类号: TN958

文献标志码: A

doi: 10.11805/TKYDA2020176

Phase estimation and synchronization for distributed aperture satellite radar

LUO Xi^{1,2}, GUO Lixin¹, SHANG She², SONG Dawei², LI Xiaojun², LIU Wei¹

(1. School of Physics and Optoelectronic Engineering, Xidian University, Xi'an Shaanxi 710071, China;

2. National Key Laboratory of Science and Technology on Space Microwave, Academy of Space Information Systems, Xi'an Shaanxi 710100, China)

Abstract: Distributed Aperture Fully Coherent (DAFC) radar is a kind of new and overturning technology, which can achieve synthesized signal processing for N^3 Signal to Noise Ratio (SNR) gain and break the limit of power-aperture product of radar. Due to the long distance between units of the satellite radar system, the wireless phase estimation and synchronization become one of the key problems. A theoretical model of distributed radar phase synchronization is established in this paper. A new phase synchronization method in the circular way is also proposed based on phase error analysis. Compared with Principal-Subordinate method, it eliminates the restriction on center junction in DAFC, and improves the anti-interference ability and the robustness of the algorithm. The simulation results validate the effectiveness of the proposed method.

Keywords: distributed; fully coherent; radar; phase estimation and synchronization

分布式全相参雷达是一种新体制、颠覆性的雷达技术, 也是下一代雷达发展的技术方向, 可将若干单元雷达进行信号处理级合成处理, 相比于多输入多输出(Multiple Input Multiple Output, MIMO)体制雷达获得的 N^2 (其中 N 是分布式雷达的个数) 信噪比增益, 该体制雷达可实现 N^3 信噪比增益, 可等效形成大威力的机动式雷达, 解决目前大规模相控阵雷达面临的机动性不足、系统复杂和成本巨大等问题。美国林肯实验室最初于 2003 年提出了分布式孔径全相参雷达概念, 并开展了大量研究工作, 特别是在分布式天线阵列和信号处理方面^[1]。2012 年美国国家科学院以一篇《认清弹道导弹防御: 美国助推段导弹与其他装备备选方案比较的概念与系统评估》, 提出 GBX 雷达的概念, 大大提升雷达系统探测能力^[2-3]。同时作为分布式全相参的核心问题, 各雷达单元间的时延差和相位差等相干参数的估计与补偿引起了国内外相关研究机构与高校的重点关注, 并开展了相应研究, 文献[4-5]给出了全相参模式下输出信噪比的定义, 但未能给出闭式解。文献[6]提出了一种分布式卫星合成孔径(Synthetic Aperture Radar, SAR)相位同步的改进方法, 但该方法采用主星晶振的双向对传相位同步脉冲技术, 仍存在中心限制的问题。文献[7]分析了分布式全相参雷达系统同步误差来源, 提出一种基于中心站信号分发方法, 但方法

收稿日期: 2020-04-27; 修回日期: 2020-06-15

基金项目: 国家重点实验室基金资助项目(6142411193202); 国家自然科学基金资助项目(61871457); 国家自然科学基金创新研究群体科学基金资助项目(61621005)

利用有线传输方式实现同步, 仅能用于短距离地基组网雷达系统。

本文首先建立了相位同步理论模型, 并通过相位误差对系统影响进行深入分析, 然后提出了一种天基分布式雷达相位估计与同步方法, 在主-从(一个中心站, 多个从站)模型基础上, 采用循环往返方式实现分布式雷达相位同步, 打破了中心站限制, 克服传统组网雷达的生存能力和抗反辐射能力弱的问题, 最后通过对比仿真验证了该方法的有效性和稳健性。

1 分布式雷达系统相位误差建模与误差估计

1.1 相位误差数学模型

在分布式全相参雷达中, 由于两单元雷达均具有各自独立的频率源, 而不同晶振的频率准确度及频率稳定度各不相同, 故两单元雷达存在频率偏差, 从而引起雷达本阵信号间存在相位误差, 考虑到产生频率源误差的不同因素, 单元雷达 i 频率源 $f_i(t)$ 的时变模型可表示为^[8-9]:

$$f_i(t) = f_0 + \Delta f_i + \varepsilon_{f_i}(t), \quad i = 1, 2 \quad (1)$$

式中: f_0 为标称频率; Δf_i 为 0 时刻单元雷达 i 的频率源平均值与标称值之间的固定频差(即频率准确度); $\varepsilon_{f_i}(t)$ 为单元雷达 i 频率源相位噪声引起的随机频率误差。因此, 两单元雷达间的频率同步误差为:

$$\Delta f(t) = f_1(t) - f_2(t) = \Delta f + \Delta \varepsilon_f(t) \quad (2)$$

式中: $\Delta f = \Delta f_1 - \Delta f_2$; $\Delta \varepsilon_f(t) = \varepsilon_{f_1}(t) - \varepsilon_{f_2}(t)$ 。

两单元雷达间频率同步误差必然会导致相位的不一致, 同时考虑初始相位误差, 则两单元雷达间的相位同步误差可表示为:

$$\Delta \theta(t) = \Delta \theta + 2\pi \Delta f t + \Delta \varepsilon_\theta(t) \quad (3)$$

式中: $\Delta \theta$ 为初始相位差(固定值); $\Delta \varepsilon_\theta(t)$ 表示频率源的相位噪声引起的随机相位误差, 两单元雷达间相位同步误差如图 1 所示。

1.2 相位误差估计

当目标与雷达的径向距离较远且两单元雷达基线较短时, 两单元雷达均处于目标的等效波束主瓣内, 即满足 $d \leq (\lambda D) R$, 其中 d 为分布式系统中两单元雷达间基线长度, λ 为射频信号波长, D 为目标等效反射长度, R 为目标与雷达之间的径向距离, 此时可认为目标无闪烁, 即目标在两单元雷达方向的复散射系数相同。同时考虑到噪声影响, 采用依次发射载频为 $f_0, f_0 + \Delta f, f_0 + (N-1)\Delta f$ 正交信号的方法来估计步进频信号的相参参数, 利用峰值相关法可得到各子脉冲相位差的估计方法。

$$\gamma_1(t) = 2\pi \Delta f (t_1(t) - t_2(t)) = 2\pi K_1'(t) + \Delta \varphi_1'(t) \quad (4)$$

$$\gamma_{N-1}(t) = 2\pi (N-1) \Delta f (t_1(t) - t_2(t)) = 2\pi K_{N-1}'(t) + \Delta \varphi_{N-1}'(t) \quad (5)$$

式中: $\gamma_1(t), \gamma_{N-1}(t)$ 分别为第 1 个子脉冲和第 $N-1$ 个子脉冲在 $t_1(t)$ 和 $t_2(t)$ 时刻的相位差; $K_1'(t), K_2'(t)$ 为相关系数; $-\pi < \Delta \hat{\varphi}_1(t), \Delta \hat{\varphi}_{N-1}(t) \leq \pi$, 因此可得式(6)和式(7):

$$\Delta \Phi_1(t) = \Delta \Phi_0(t) + \gamma_1(t) = 2\pi \left\{ K_0(t) + K_1'(t) + \left[\frac{\Delta \varphi_0(t) + \Delta \varphi_1'(t)}{2\pi} \right] \right\} + \text{mod}(\Delta \varphi_0(t) + \Delta \varphi_1'(t), 2\pi) \quad (6)$$

$$\Delta \Phi_{N-1}(t) = \Delta \Phi_0(t) + \gamma_{N-1}(t) = 2\pi \left\{ K_0(t) + K_{N-1}'(t) + \left[\frac{\Delta \varphi_0(t) + \Delta \varphi_{N-1}'(t)}{2\pi} \right] \right\} + \text{mod}(\Delta \varphi_0(t) + \Delta \varphi_{N-1}'(t), 2\pi) \quad (7)$$

式中: $[\cdot]$ 表示取整运算, $\text{mod}(A, B)$ 表示 A 对 B 取余数运算。因此得到 $\Delta \varphi_1'(t), \Delta \varphi_{N-1}'(t)$ 的估计值:

$$\Delta \hat{\varphi}_1'(t) = \text{mod}(\Delta \hat{\varphi}_1(t) - \Delta \hat{\varphi}_0(t), 2\pi) \quad (8)$$

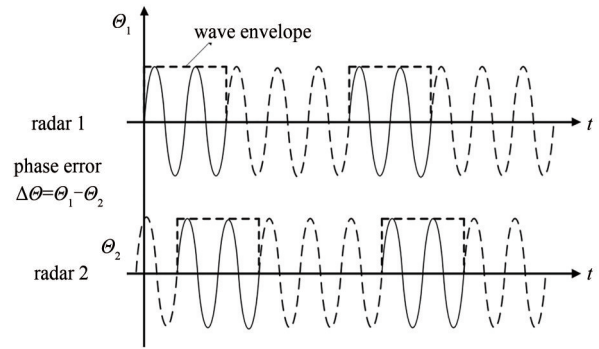


Fig.1 Phase synchronization error between two radars
图 1 两单元雷达相位同步误差示意图

$$\Delta\hat{\phi}'_{N-1}(t) = \text{mod}(\Delta\hat{\phi}_{N-1}(t) - \Delta\hat{\phi}_0(t), 2\pi) \quad (9)$$

结合式(8)和式(9)得到相位误差估计值的均方根误差(Root-Mean Square Error, RMSE)表达式:

$$\Delta\hat{\phi}_{\text{RMSE}} = \sqrt{\frac{1}{200} \sum_{k=1}^{200} (\Delta\hat{\phi}(t, k) - \Delta\Phi(t))^2} \quad (10)$$

式中 $\Delta\hat{\phi}(t, k)$ 为第 k 次蒙特卡罗(Monte Carlo)仿真得到的相位差估计值。

在不同信噪比下,对2路正交频分复用线性调频(Orthogonal Frequency Division Multiplexing-Linear Frequency Modulation, OFDM-LFM)正交信号的相位误差参数进行估计,其中步进频率 $\Delta f=10$ MHz,信号带宽 $\Delta B=10$ MHz,采用200次蒙特卡罗仿真,其相位估计均方根误差如图2所示,其中横坐标为信噪比变化,纵坐标为相位误差估计的均方根误差,该结果表明随着信噪比的增高,相位误差将逐渐减小。

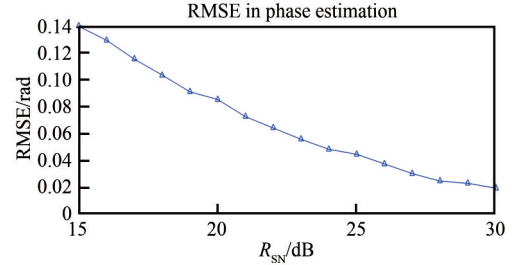


Fig.2 Relation between estimation of phase error and SNR
图2 相位差估计值随信噪比变化关系

2 分布式雷达系统相位误差的影响分析

分布式雷达实现相参处理需要满足严格的时间相位同步,在工程实践中不可避免地会产生同步误差,在时间误差已实现同步的基础上,假设信号在 τ_0 时刻到达目标,第 m 个发射单元在到达目标处的信号可表示为:

$$s(t - \tau_0) e^{j(\Delta\phi_m^t)} \quad (11)$$

式中 $\Delta\phi_m^t$ 表示第 m 个发射单元雷达的相位误差,全部发射信号在目标处的叠加为:

$$\sum_{m=1}^M s(t - \tau_0) e^{j(\Delta\phi_m^t)} \quad (12)$$

假设所有发射单元的相对时间估计都是准确的,则第 n 个雷达接收单元收到的回波信号为:

$$r_n(t) = \zeta e^{j(\Delta\phi_n^r)} \sum_{m=1}^M s(t - \tau_{0n}) e^{-j2\pi f_c(t - \tau_{0n})} e^{j(\Delta\phi_m^t)} + u_n(t) \quad (13)$$

$\Delta\phi_n^r$ 表示第 n 个接收单元的相位误差,对 N 个接收单元做接收相参处理,得到输出信号可以表示为:

$$r(t) = \zeta s(t - \tau_{11}) e^{-j2\pi f_c(t - \tau_{11})} \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M e^{j(\Delta\phi_n^r)} e^{j(\Delta\phi_m^t)} + \sum_{n=1}^N u_n(t) \quad (14)$$

通过表达式(14)可以求得信号 $r(t)$ 中信号分量的期望功率为:

$$\varsigma = E \left[\int_T |r(t)|^2 dt \right] = |\zeta|^2 E \left[\sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \sum_{m'=1}^M \sum_{n'=1}^N e^{j(\Delta\phi_m^t - \Delta\phi_{m'}^t)} \times e^{j(\Delta\phi_n^r - \Delta\phi_{n'}^r)} \int_T |s(t - \tau_{11})|^2 dt \right] = |\zeta|^2 \int_T |s(t - \tau_{11})|^2 dt P_s \quad (15)$$

其中 P_s 可表示为:

$$P_s = E \left[\sum_{m'=2}^M e^{-j\Delta\phi_{m'}^t} + \sum_{m=2}^M e^{j\Delta\phi_m^t} + M + \sum_{m=2}^M \sum_{m'=2, m \neq m'}^M e^{j(\Delta\phi_m^t - \Delta\phi_{m'}^t)} \right] \cdot E \left[\sum_{n'=2}^N e^{-j\Delta\phi_{n'}^r} + \sum_{n=2}^N e^{j\Delta\phi_n^r} + N + \sum_{n=2}^N \sum_{n'=2, n \neq n'}^N e^{j(\Delta\phi_n^r - \Delta\phi_{n'}^r)} \right] \quad (16)$$

下面考虑当发射单元和接收单元相位同步误差服从不同分布情况下,相位误差对信噪比增益的影响。当发射单元和接收单元相位同步误差服从高斯分布时,假设 $\Delta\phi_m^t \sim N(0, \sigma_{\Delta\phi_m^t}^2)$ 和 $\Delta\phi_n^r \sim N(0, \sigma_{\Delta\phi_n^r}^2)$,可得:

$$\begin{aligned} E[e^{j\Delta\phi_m^t}] &= E[e^{-j\Delta\phi_m^t}] = e^{-\sigma_{\Delta\phi_m^t}^2/2} \\ E[e^{j\Delta\phi_n^r}] &= E[e^{-j\Delta\phi_n^r}] = e^{-\sigma_{\Delta\phi_n^r}^2/2} \end{aligned} \quad (17)$$

将式(17)代入式(16)化简可得:

$$P_s = \left[2(M-1)e^{-\sigma_{\Delta\phi_m^t}^2/2} + M + (M-1)(M-2)e^{-\sigma_{\Delta\phi_m^t}^2} \right] \left[2(N-1)e^{-\sigma_{\Delta\phi_n^r}^2/2} + N + (N-1)(N-2)e^{-\sigma_{\Delta\phi_n^r}^2} \right] \quad (18)$$

当发射单元和接收单元相位同步误差服从均匀分布时, 即 $\Delta\varphi_m^t \sim U(0, u_{\Delta\varphi^t})$ 和 $\Delta\varphi_n^r \sim U(0, u_{\Delta\varphi^r})$, 且两者相互独立, 可得:

$$E[e^{j\Delta\varphi_m^t}] = \frac{(1 - e^{ju_{\Delta\varphi^t}})j}{u_{\Delta\varphi^t}}, \quad E[e^{-j\Delta\varphi_n^r}] = \frac{(e^{ju_{\Delta\varphi^r}} - 1)j}{u_{\Delta\varphi^r}} \quad (19)$$

$$E[e^{j\Delta\varphi_m^t - j\Delta\varphi_n^r}] = \frac{2 - (1 + ju_{\Delta\varphi^t})e^{-ju_{\Delta\varphi^t}} - (1 - ju_{\Delta\varphi^r})e^{ju_{\Delta\varphi^r}}}{u_{\Delta\varphi^t}^2} + \frac{j(e^{-ju_{\Delta\varphi^t}} - e^{ju_{\Delta\varphi^r}})}{u_{\Delta\varphi^r}} = \frac{2 - 2\cos u_{\Delta\varphi^t} - 2u_{\Delta\varphi^t} \sin u_{\Delta\varphi^t}}{u_{\Delta\varphi^t}^2} + \frac{2\sin u_{\Delta\varphi^r}}{u_{\Delta\varphi^r}} = \frac{2 - 2\cos u_{\Delta\varphi^t}}{u_{\Delta\varphi^t}^2} \quad (20)$$

将式(19)和式(20)代入式(16)化简可得:

$$P_s = \left[(M-1) \frac{2\sin u}{u} + M + (M-1)(M-2) \frac{2-2\cos u}{u^2} \right] \left[(N-1) \frac{2\sin u}{u} + N + (N-1)(N-2) \frac{2-2\cos u}{u^2} \right] \quad (21)$$

同时考虑到收发全相参系统集成后, 目标回波中的噪声功率为 $N\sigma_n^2$, 是单个雷达单元噪声功率的 N 倍, 因此分布式雷达系统实现收发全相参后的输出信噪比 SNR_{co} 表示为:

$$SNR_{co} = SNR_{in} P_s / N \quad (22)$$

其信噪比增益定义为:

$$SNR_{gain} = SNR_{co} / SNR_{in} = P_s / N \quad (23)$$

当 $\Delta\varphi_m^t$ 和 $\Delta\varphi_n^r$ 都为 0 时, 可得 $P_s = M^2 N^2$, 即:

$$SNR_{gain} = SNR_{co} / SNR_{in} = M^2 N \quad (24)$$

为了验证相位误差服从不同分布条件下信噪比增益变化情况, 假设分布式雷达系统由 4 个发射单元和 3 个接收单元组成。当不存在相位误差时, 该系统理想信噪比增益为 16.8 dB, 而当存在相位同步误差时, 信噪比增益随着误差的变大而下降, 其仿真结果如图 3 所示, 其中横坐标为相位误差, 纵坐标为信噪比增益, 同时可以得出当相位误差无论服从何种分布, 信噪比增益都收敛于 6 dB 左右, 该结果表明信噪比增益的下界由发射站的个数决定。另外对于分布式雷达收发全相参处理, 各雷达单元间需严格满足空间同步关系, 且空间同步误差带来的影响可以转换为相位同步误差考虑。

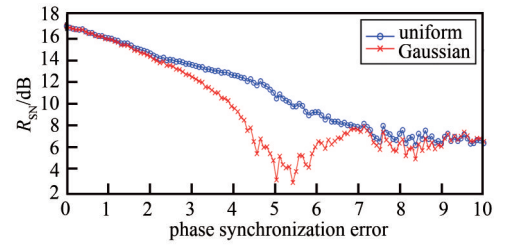


Fig.3 Relation in circular method between estimation of phase error and SNR

图 3 不同分布下信噪比增益随相位同步误差变换关系

3 分布式雷达系统相位同步方法

主-从同步方法是一种较为经典的相位误差同步方法, 每个单元雷达只需与中心单元进行点对点同步, 如图 4 所示, 具有路径较短的优势, 因此该方法得到了较为广泛的应用。但在实际应用场景中, 当中心单元损坏时, 整个雷达系统网络将陷入瘫痪, 无法正常工作。因此, 为了克服经典主-从同步方法的不足之处, 提高分布式雷达系统的生存能力, 本文提出一种循环往返式相位同步方法。

考虑一个单路径和时不变通道, 且所有单元雷达都保持在同一平面, 如图 5 所示, 采用类似干涉车轮(Cartwheel)卫星编队构型, 用于获得全球范围内稳定航向干涉基线。假设时间间隔 TS_1 开始于 t_0 时刻, 且所有时间间隔长度都为 T , 同时 T 在保证发射信号能够全部接收和处理的基础上, 应相应较短以减小相位同步的复杂度。假定一个参考信号从 S_1 以顺时针依次遍历一周, 如图 6 所示。其同步方式的流程如下:

由节点 S_1 发射到节点 S_2 的单位幅度信号如式(25):

$$x_{1,2}(t) = e^{j(\omega_c t + \phi_0)}, \quad t \in [t_0, t_0 + T) \quad (25)$$

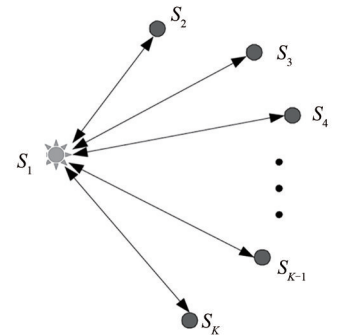


Fig.4 Principal-subordinate synchronization

图 4 主-从式相位同步方式

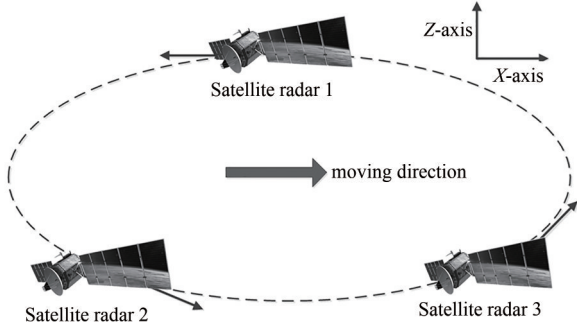


Fig.5 Cartwheel satellite system
图5 干涉车轮卫星系统

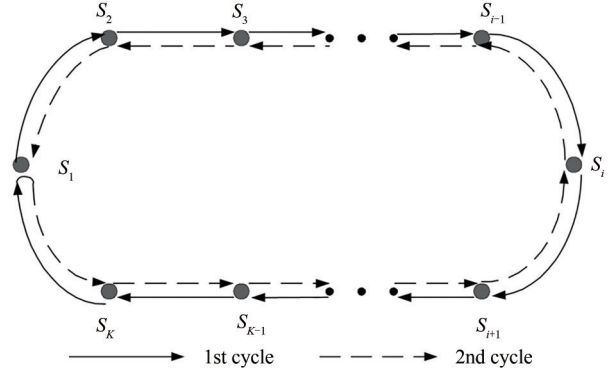


Fig.6 Circular synchronization method
图6 循环往返相位同步方式

节点 S_2 的接收信号如式(26)：

$$y_{1,2}(t) = a_{1,2} e^{j(\omega_c t + \phi_{1,2})} + n_{1,2}(t), \quad t \in [t_0 + \tau_{1,2}, t_1) \quad (26)$$

式中： $\phi_{1,2} = \phi_0 - \omega_c \tau_{1,2}$ ； $t_1 = t_0 + \tau_{1,2} + T$ 。节点 S_2 通过信号 $y_{1,2}(t)$ 的估计频率和相位分别为 $\hat{\omega}_{1,2}$ 和 $\hat{\phi}_{1,2}$ ，其中 $\hat{\phi}_{1,2}$ 是接收信号在时间点 $t_0 + \tau_{1,2}$ 第一次被捕获的估计相位。

依次由式(25)和式(26)在时间间隔 TS_3, TS_4, \dots, TS_K 对节点 S_3, S_4, \dots, S_K 进行相位估计，得到发射信号的一般表达式(27)为：

$$x_{i,i+1}(t) = e^{j(\hat{\omega}_{i-1,i} t + \hat{\phi}_{i-1,i})}, \quad t \in [t_{i-1}, t_{i-1} + T) \quad (27)$$

这里， t_{i-1} 表示节点 S_i 开始发射信号到 S_{i+1} 的时刻， t_{i-1} 可表示为：

$$t_{i-1} = t_{i-2} + \tau_{i-1,i} + T \quad (28)$$

经过化简和推导后，可得到节点 S_i 接收信号的一般表达式(29)：

$$y_{i,i+1}(t) = a_{i,i+1} e^{j(\hat{\omega}_{i-1,i} t + \hat{\phi}_{i-1,i})} + n_{i,i+1}(t), \quad t \in [t_{i-1} + \tau_{i,i+1}, t_i) \quad (29)$$

式中： $\hat{\omega}_{i-1,i}$ 和 $\hat{\phi}_{i-1,i}$ 分别表示节点 S_i 接收信号的频率和相位估计值； $\phi_{i,i+1} = \hat{\phi}_{i-1,i} - \hat{\omega}_{i-1,i} \tau_{i,i+1}$ 表示接收信号的相位。同时，上述相位同步是将节点 S_1 定义为初始信号的顺时针方式，为保证时间和相位同步一致性，再次采用逆时针方式进行相位同步，在时间间隔 TS_K 里，发射信号从节点 S_K 到节点 S_1 ，即式(30)为：

$$y_{K,K-1}(t) = a_{K,K-1} e^{j(\hat{\omega}_{K,K-1} t + \phi_{K,K-1})} + n_{K,K-1}(t), \quad t \in [t_1' + \tau_{K,K-1}, t_2') \quad (30)$$

式中： $\phi_{K,K-1} = \hat{\phi}_{1,K} - \hat{\omega}_{1,K} \tau_{K,K-1}$ ； $t_2' = t_1' + \tau_{K,K-1} + T$ 。按照 $S_{K-1} \rightarrow S_{K-2} \rightarrow \dots \rightarrow S_1$ 的逆时针方式，直到 S_1 接收到 S_2 的信号。因此可得到节点 S_i 发射信号的一般表达式(31)：

$$x_{i,i-1}(t) = e^{j(\hat{\omega}_{i+1,i} t + \hat{\phi}_{i+1,i})}, \quad t \in [t_{K+1-i}', t_{K+1-i}' + T) \quad (31)$$

式中： $t_{K+1-i}' = t_{K-i}' + \tau_{i+1,i} + T$ ； $\hat{\omega}_{i+1,i}$ 和 $\hat{\phi}_{i+1,i}$ 分别是节点 S_i 接收来自节点 S_{i+1} 的频率和相位估计值。

通过式(29)和(31)可得到节点的最终相位为：

$$\bar{\phi}_i = \hat{\phi}_{i+1,i} + \hat{\phi}_{i-1,i} \quad (32)$$

因此，整个相位同步过程在 S_1 接收到来自 S_2 的信号时结束， S_1 产生对接收信号 $y_{2,1}(t)$ 的相位估计值 $\hat{\phi}_{2,1}$ ，可计算出整个系统的最终相位：

$$\bar{\phi}_1 = \hat{\phi}_0 + \frac{\hat{\phi}_{1,2} + \hat{\phi}_{K,1}}{2} \quad (33)$$

4 仿真分析与验证

下面对主-从相位同步方式和循环往返方式进行仿真分析与比较，其中图7给出了4个卫星雷达在往返相位同步下的编队构型，每个单元间距离为 10 km，由于没有中心单元，每个卫星的同步精确度在统计上都是一致

的。仿真参数如下：站与站之间发射单频参考信号，参考信号的载频为 $f_c=1$ MHz，从站与主站的间距为 $R=10$ km，采样频率 $f_s=6f_c$ ，发射信号的离散点数为 1 024。噪声为 0 均值的高斯白噪声，Monte-Carlo 实验次数为 1 000 次。

通过仿真与分析，从图 8 可以看出，当同步信号 SNR 小于 -5 dB 时，循环往返同步方式的同步误差低于主-从同步方式，这是由于循环往返同步方法采用循环积累估计算法，因此在低信噪比条件下积累误差高于主-从方式；但当同步信号 SNR 在 -5 dB 到 5 dB 区间时，本文提出方法其相位误差同步精确度不断趋近于主-从同步方式；当信噪比大于 5 dB 时，将获得与主-从方式相当的同步误差精确度。另外通过图 9 可以看出循环往返方式的同步误差将会随循环次数的增加而逐渐降低，这个结果也与理论分析相吻合，当循环次数趋于无穷时，同步误差将无限逼近 0 rad。

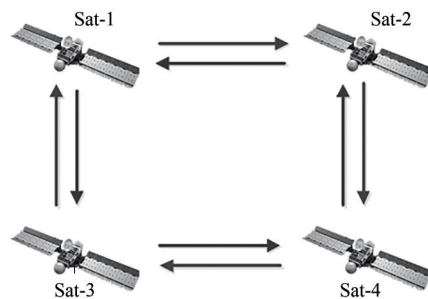


Fig.7 Circular formation configurations
图 7 循环往返卫星雷达构型图

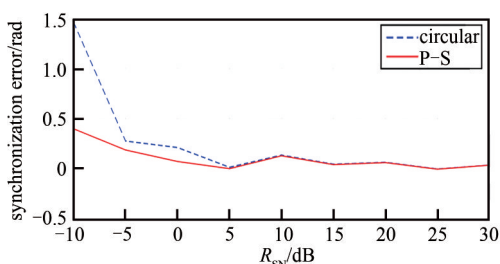


Fig.8 Phase synchronization error curves
图 8 两种方式的相位同步误差曲线

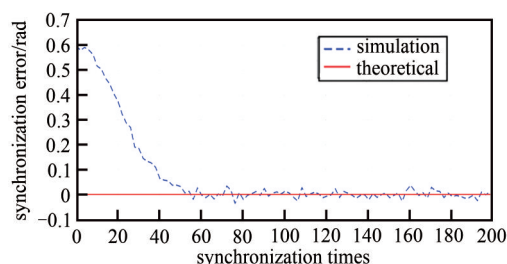


Fig.9 Variety of phase synchronization error with synchronization times
图 9 循环往返同步方式的相位同步误差随同步次数变化曲线

5 结论

相位估计与同步是天基分布式全相参雷达系统中的核心问题之一，其将直接决定分布式全相参信噪比增益 N^3 的实现，因此需要重点开展这方面研究。在传统分布式全相参雷达相位估计与同步的基础上，本文提出了一种基于循环往返式的相位同步方法，首先完成相位估计误差与循环往返式相位同步误差模型的建立，并仿真了同步误差对相参系统信噪比损失的影响，最后，在相同信噪比条件下比较了两种方式相位同步精确度。相比于传统的主-从同步方式，本文提出的方法在一定程度上打破了分布式雷达系统中心站的限制，并提高了系统的“三抗”能力和系统稳健性。仿真结果表明，本文方法在相位同步体制上有较好创新性，且相位估计与同步稳定性较好，可为天基分布式全相参雷达系统提供重要的理论基础。

参考文献：

- [1] AHLGREN G W. Next generation radar concept definition team final report[R]. MIT Lincoln Laboratory, 2003.
- [2] 周宝亮,周东明,高红卫,等. 分布式孔径相参合成雷达技术试验验证与分析[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2019,17(3): 413-417. (ZHOU Baoliang,ZHOU Dongming,GAO Hongwei,et al. Test and analysis of distributed aperture coherence-synthetic radar technology[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2019,17(3):413-417.)
- [3] 鲁耀兵,高红卫,周宝亮. 分布式孔径相参合成雷达技术[J]. 雷达学报, 2017,6(1):55-64. (LU Yaobing,GAO Hongwei, ZHOU Baoliang. Distributed aperture coherence-synthetic[J]. Journal of Radars, 2017,6(1):55-64.)
- [4] ZANG Huikai,LEI Huan,DAN Xiaodong. Theory and performance analysis of coherent transmission for distributed radar[J]. Journal of Electronic and Information Technology, 2015,37(8):1801-1807.
- [5] SONG Jing,ZHANG Jianyun. Coherence parameters estimation performance for distributed aperture radar[J]. Journal of Electronic and Information Technology, 2014,36(8):1926-1931.
- [6] LONG T,ZHANG H G,ZENG T,et al. High accuracy unambiguous angle estimation using multi-scale combination in distributed coherent aperture radar[J]. IET Radar, Sonar and Navigation, 2017,11(7):1090-1098.
- [7] CHEN P,QI C,WU L,et al. Estimation of extended targets based on compressed sensing in cognitive radar system[J]. IEEE Transaction on Vehicular Technology, 2017,66(5):941-951.
- [8] CHEN P,ZHENG L,WANG X,et al. Moving target detection using co-located MIMO radar on multiple distributed moving platforms[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2017,65(4):4670-4683.

- [9] ZHENG L, WANG X. Super-resolution delay-Doppler estimation for OFDM passive radar[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2017,65(8):2197-2210.

作者简介：

罗 熹(1988-), 男, 西安市人, 在读博士研究生, 高级工程师, 主要研究方向为天基分布式雷达与空间目标 ISAR 成像 .email:matrix02061016@126.com.

尚 社(1964-), 男, 陕西省汉中市人, 博士, 研究员, 主要研究方向为微波遥感与空间探测技术.

李小军(1971-), 男, 陕西省宝鸡市人, 博士, 研究员, 主要研究方向为空间通信与高精度探测技术.

郭立新(1968-), 男, 西安市人, 博士, 教授, 主要研究方向为雷达通信环境中波的传播与散射.

宋大伟(1982-), 男, 河北省承德市人, 在读博士研究生, 高级工程师, 主要研究方向为空间非合作目标探测与成像技术.

刘 伟(1979-), 男, 西安市人, 在读博士研究生, 副教授, 主要研究方向为目标电磁散射信号仿真处理.