

面向发射波束形成的分布式相参雷达无线频率同步方法研究

王楠^{1,2,3}, 王华林², 高晶², 杨长山²

(1. 西安电子科技大学电子工程学院, 陕西西安 710071;
2. 西安中电科西电科大雷达技术协同创新研究院有限公司, 陕西西安 710071;
3. 西安电子科技大学杭州研究院, 浙江杭州 311231)

摘要: 在分布式相参雷达(Distributed Coherent Aperture Radar, DCAR)中, 节点间需要频率同步, 才能调整雷达各节点发射信号的时间和信号相位, 完成分布式发射波束形成。但现有有线同步方法无法在可移动平台或复杂地形等场景下实现频率同步。为此, 本文提出了一种分布式相参雷达的无线频率同步方法, 用于发射波束的形成。首先, 推导频率同步偏差与发射波束增益的量化关系; 其次, 将雷达节点分为一个主节点和多个从节点, 提出一种二维相干测频算法, 估计从节点相对于主节点的频率偏差, 并对频率偏差进行了补偿, 实现频率同步; 再次, 推导了所提方法的频率同步及波束形成性能界限; 最后, 通过仿真验证所提方法的性能与理论性能界限一致, 通过合理选取同步信号参数, 让频率同步结果满足分布式相参雷达发射波束形成需求。

关键词: 分布式相参雷达; 无线频率同步; 分布式发射波束形成; 频率偏差测量; 频率同步

基金项目: 西安电子科技大学杭州研究院概念验证基金(No.20107230015)

中图分类号: TN952

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2025)04-1241-10

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.12263/DZXB.20241025

Wireless Frequency Synchronization Method for Transmit Beamforming of Distributed Coherent Aperture Radar

WANG Nan^{1,2,3}, WANG Hua-lin², GAO Jing², YANG Chang-shan²

(1. School of Electronic Engineering, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China;
2. Xi'an CETC-Xidian Radar Technology Collaborative Innovation Institute Co., Ltd., Xi'an, Shaanxi 710071, China;
3. Hangzhou Institute of Technology, Xidian University, Hangzhou, Zhejiang 311231, China)

Abstract: In Distributed Coherent Aperture Radar (DCAR), inter-node frequency synchronization is required to adjust the time and phase of the emitted signals from various radar nodes, thereby completing the distributed transmission beamforming. However, existing wired synchronization methods cannot achieve frequency synchronization in scenarios such as mobile platforms or complex terrains. Therefore, this paper proposes a wireless frequency synchronization method for DCAR, aimed at transmission beamforming. Firstly, the paper derives the quantitative relationship between frequency synchronization deviation and transmission beam gain. Secondly, the DCAR nodes are divided into a master node and multiple slave nodes, and a two-dimensional coherent frequency measurement algorithm is proposed to estimate the frequency deviation of the slave nodes relative to the master node, and compensate for the frequency deviation, thus achieving frequency synchronization. Thirdly, the performance limits of frequency synchronization and beamforming using the proposed method are derived. Finally, the simulation confirmed that the performance of the proposed method is consistent with the theoretical performance limits, and by reasonably selecting the synchronization signal parameters, the frequency synchronization results can meet the requirements for the transmission beamforming of distributed coherent aperture radar.

Key words: distributed coherent aperture radar; wireless frequency synchronization; distributed transmit beamforming; frequency measurement; frequency synchronization

Foundation Item(s): Proof of Concept Foundation of Hangzhou Institute of Technology of Xidian University (No.20107230015)

1 引言

分布式相参雷达(Distributed Coherent Aperture Radar, DCAR)可实现收发过程的信号级相参,获得 L^3 (L 为雷达节点个数)倍的探测增益,已经被广泛应用于导弹防御、深空遥测、超远距离探测雷达以及射电天文等领域^[1,2]. 其 L^3 倍的探测增益中, L^2 倍的增益来源于发射波束形成, L 倍的增益来源于接收数字波束形成. DCAR需要实现节点间的频率同步,才能调整雷达节点发射的时间、相位,完成分布式发射波束形成,获得 L^2 的增益. 为实现分布式发射波束形成要求的频率同步性能,需要明确系统频率同步误差与发射波束增益之间的量化关系,研究具体的频率同步方法与流程.

对于DCAR频率同步误差与发射波束增益关系的研究,文献[3]分析了时间和相位同步误差与分布式微波光子宽带雷达发射波束形成增益的量化关系,证明了相位误差与发射波束增益存在sinc函数的关系. 文献[4]和文献[5]推导了频率同步误差与双基干涉SAR系统相位误差的关系. 文献[6]和文献[7]分别分析了多基SAR系统频率源中的相位噪声模型. 此外文献[8]和文献[9]也进行了相关研究. 但上述研究均未能直接给出DCAR系统频率不同步与发射波束增益之间的作用机理与量化关系,难以从具体工作场景得到系统的同步量化需求.

关于DCAR节点间的频率同步方法,传统方法采用光纤^[10,11]、微波传输线^[12]等方式搭建的时钟同步链路进行频率同步,不适用于可移动平台与复杂地形等场景,限制了DCAR的应用场景. 为此,学者们开始研究采用无线频率同步方式适用于多场景的DCAR频率同步方法. 文献[13]通过量化回波信号的相干度,采用优化算法来调整每个节点的传输时间,从而确保信号在目标位置相干地积累,实现闭环方式DCAR的发射波束形成. 但是闭环方式的DCAR仅能在已知目标的区域形成相干发射波束,为了实现开环方式DCAR的发射波束形成,必须在单元雷达节点间完成同步. 为此,文献[14]介绍了一种用于分布式相控阵波束形成的全无线双节点分布式时频同步系统,该系统通过双向信号传输实现双节点的时间偏差估计. 文献[15]使用一阶马尔可夫过程对频率变化进行建模,并提出了一种基于推和的频率和相位共识算法,实现了多个节点的频率与相位补偿. 文献[16]提出了一种用于移动分布式MIMO雷达传感器的无线同步方法,该技术对频率、时间和相位进行精确补偿,但要求同步信号信噪比达到50 dB,才能获得较好性能. 除上述应用于分布式雷达的同步方法,其他分布式无线电系统中的频率同步方法同样值得借鉴. 文献[17]对分布式协作通信的发射波束形成结构进行了研究,提出了一种主从方式的频率同步方法,主节点向多个从节

点广播一个正弦信号,从节点估计并校正其频率偏移量. 借鉴该结构,文献[18]设计了一种使用金码的网络内协议,实现在无人机之间同时进行信道测深和快速频率偏移补偿,波束形成增益超过了理论最大值的90%. 文献[19]采用无线电射频方式搭建时钟同步链路,实现其他节点振荡器与基准晶振间的时间频率同步. 文献[20]提出一种利用GPS信号进行分布式无线传感网络的同步方法,该方法相对于主从架构仅需1次信号收发时间的同步方式,存在同步周期长的问题,如实现 J 个传感器同步,需要 $2J$ 次的信号收发. 但上述方法,更关注于同步方法的精度,未对同步后系统的发射波束形成或者整体系统性能进行分析.

本文提出一种无线方式的频率同步方案,通过节点间的无线同步信号收发,实现满足分布式发射波束形成需求的频率同步. 首先,分析并建立分布式相参雷达节点间频率同步误差影响发射信号相位一致性,最终导致发射波束增益衰减的数学模型,揭示了频率同步误差与波束形成增益衰减之间的关系;然后,采用相参脉冲串作为频率同步信号,提出二维相干处理的频差测量方法,将信号的测频问题转换为对接收采样信号相干峰位置的估计问题,实现频差测量;最后,根据最大后验准则,推导了高斯噪声条件下,本文所提频率同步方法对应的雷达节点发射信号相位一致性的克拉美罗界.

2 问题建模

以图1所示的多节点车载式DCAR为例,在进行频率同步时,由某个雷达节点作为主节点发射用于频率同步的波形信号,其他雷达节点作为从节点接收同步信号,并处理得到自身频率与参考雷达节点的频率差,最终通过控制从节点的压控晶振补偿该频率差,完成各个节点的频率同步.

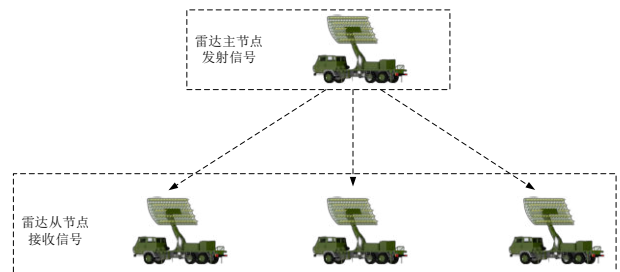


图1 同步信号传输链路

首先对频率偏差进行定义,假设雷达主节点的基准晶振频率为 f_{clk} ,雷达从节点的压控晶振频率为 f'_{clk} ,频率相对偏差可以定义为

$$\eta = \frac{f'_{\text{clk}} - f_{\text{clk}}}{f_{\text{clk}}} \quad (1)$$

理想情况下,主从节点的频率一致,频率偏差为0,频率偏差越大,DCAR中各单元雷达信号到达目标区域的信号相位差异越大,导致发射波束增益降低.

2.1 DCAR发射波束形成的频率同步模型

假设DCAR包含 L 个雷达节点 $R_i(x_i, y_i)$,需要在以 $S(x, y)$ 点为中心的空间区域实现发射波束的合成,在单个探测周期中,若要求各节点信号在 T_0 时刻同步到达 S 点,那么,雷达节点 R_i 的信号发射时刻则为 $T_0 + \Delta t_i$,其中 Δt_i 满足条件:

$$\Delta t_i = -\frac{\|R_i - S\|}{c} \quad (2)$$

其中, $\|R_i - S\|$ 为节点 R_i 到空间 $S(x, y)$ 点的距离, c 为光速.显然,按照这种发射时刻安排,在各雷达节点的发射信号频率与初相位一致的理想情况下,信号将会 T_0 时刻在 S 点实现同相叠加,形成DCAR发射波束.现在考虑雷达节点间存在频率偏差的情况,假设雷达从节点 i 对主节点的相对频率偏差为 η_i ,则从节点 i 到达 S 点的信号的相位偏差可以表示为

$$\Delta\phi_i = 2\pi\eta_i f_0 \frac{\|R_i - S\|}{c} = 2\pi\eta_i \frac{\|R_i - S\|}{\lambda_0} \quad (3)$$

其中, f_0 和 λ_0 分别为雷达主节点的工作频率与工作波长.假设各个雷达在相应区域的辐射信号功率均为1,那么所在区域合成后的功率 F 可以表示为

$$F = \left| \sum_{i=1}^L \exp[j(\Delta\phi_i - \Delta\phi_1)] \right|^2 = L^2 \Big|_{\Delta\phi_i = \Delta\phi_1} \quad (4)$$

因此,在相位一致的理想情况,相对于单部雷达的信号强度,波束合成功率将提高 L^2 倍.考虑频率偏差对合成区域相位关系的影响,最终导致波束合成衰减,定义波束合成衰减 E 的表达式为

$$E = \frac{F}{L^2} = \frac{1}{L^2} \left| \sum_{i=1}^L \exp \left[j \left(2\pi\eta_i \frac{\|R_i - S\|}{\lambda_0} - \Delta\phi_1 \right) \right] \right|^2 \quad (5)$$

式(5)表明DCAR的发射波束合成衰减受到雷达间的频率偏差 η_i 以及雷达节点与目标空间区域的相对位置关系影响,即频率偏差越大,相对距离越远,相位偏差越大,发射波束合成的衰减增大.因此,可以参照引入相位一致性指标,以频率偏差引起的相位一致性作为发射波束合成性能的指标项进行分析.对 10° (即 $18/\pi$)的相位一致性要求,即要求相位偏差控制在 10° 以内,波束合成衰减 E 约为97%,对应-0.13 dB,此时,DCAR雷达节点频率偏差的要求为

$$\Delta\phi_i = 2\pi\eta_i \frac{\|R_i - S\|}{\lambda_0} < \frac{\pi}{18} \Rightarrow \eta_i < \frac{\lambda_0}{36\|R_i - S\|} \quad (6)$$

因此,频率同步误差需要小于波长与雷达节点和波束区域的距离比值的1/36.此外,由于各个单元雷达

的基准时钟存在温漂等情况,通常需要在一定时间段内重新对雷达从节点进行频率偏差补偿,保证DCAR在发射波束区域的相位一致.

2.2 无线频率同步模型

图2是雷达从节点频率同步的过程,DCAR雷达从节点通过将其自身频率调整至与主节点一致实现系统的无线频率同步.其中,同步过程的输入为主节点发射的同步波形,从节点完成相对频率偏差估计与压控晶振模块的控制,最终输出从节点的同步频率.

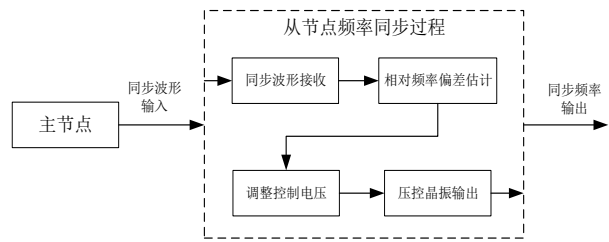


图2 DCAR的无线频率同步流程

2.2.1 同步波形发射接收

无线频率同步链路如图3所示,左侧虚线框为雷达主节点的同步信号发射链路,由基准晶振变频产生发射信号,右侧虚线框为雷达各个从节点的信号接收链路,由雷达从节点的超外差接收机完成信号接收,其中接收机的本振信号由雷达从节点的晶振信号倍频产生.图4描述了雷达主从节点的频率同步信号传输过程,接收链路的天线端将收到主节点的频率同步信号,而超外差接收机的本振信号则是由从节点提供的本振频率,这样接收的中频信号将保留二者的频率差信息,为后续完成频率偏差测量与补偿提供了基础.

设发射同步信号的中心频点为时钟频率的 M 倍,本振信号的频点为时钟频率的 K 倍,根据图3所示的链路结构,可以得到接收中频信号的中心频点 f_i 为 $Kf'_{\text{clk}} - Mf_{\text{clk}}$,代入式(1)得到中频信号与频率偏差 η 的关系为

$$\begin{aligned} f_i &= Kf'_{\text{clk}} - Mf_{\text{clk}} \\ &= \eta Kf_{\text{clk}} + (K - M)f_{\text{clk}} \\ &= \eta Mf_{\text{clk}} + (K - M)f'_{\text{clk}} \end{aligned} \quad (7)$$

经信号接收链路完成下变频采样后,信号将包含频率偏差 η 的信息,相对于无偏差的中频信号,采样信号将包含 ηKf_{clk} 的频偏,但是由于采样时钟的频偏,采样数字信号的频偏为 ηMf_{clk} .对于零中频电路(即 $M=K$),二者是一致的.因此,从节点雷达的时钟频率如果与雷达主节点的时钟频率存在偏差,该偏差将会在接收信号中体现出来,实现雷达主节点与从节点频率偏差的测量.设测量信号为窄带调制信号, f_0 为同步信号的载频,雷达主节点发射同步信号形式为

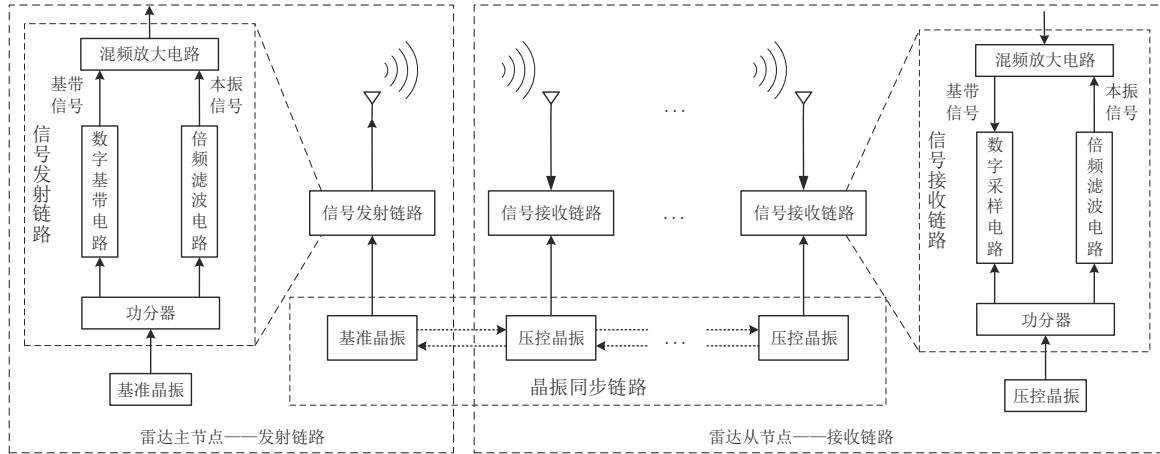


图3 无线同步链路示意

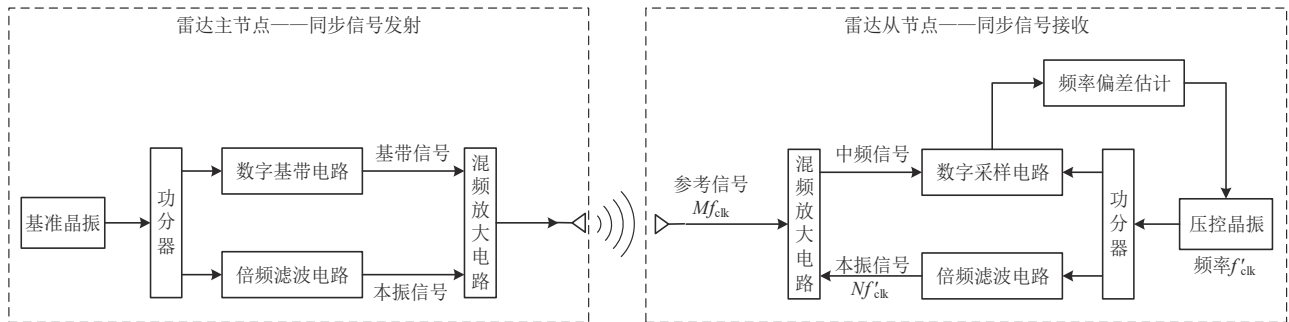


图4 雷达主从节点的频率同步信号传输过程示意图

$$s(t) = \text{Re} \left[a(t) \exp \left[j(2\pi f_0 t + \theta(t)) \right] \right] \quad (8)$$

其中,信号包络可以表示为

$$u(t) = a(t) \exp \left[j\theta(t) \right] \quad (9)$$

设定 $u(t)$ 为信号的归一化复包络,即

$$\int_{-\infty}^{\infty} u(t) u^*(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} |u(t)|^2 dt = 1 \quad (10)$$

当雷达主节点与从节点 i 间的传播时延为 Δt_i , 从节点 i 经自身时钟源产生的本振信号下变频后接收的含噪声信号表示为

$$x_i(t) = A \cdot \text{Re} \left[u(t - \Delta t_i) \exp \left(j(2\pi f_0(t - \Delta t_i) - 2\pi f'_0 t) \right) \right] + n_i(t) \quad (11)$$

其中,噪声信号为 $n_i(t)$. 定义从节点 i 的时钟源对应的频率 f'_0 满足关系

$$f'_0 = (1 + \eta_i) f_0 \quad (12)$$

其中, η_i 为从节点的频率偏差. 于是从节点 i 的零中频接收信号为

$$x_i(t) = A \cdot \text{Re} \left[u(t - \Delta t_i) \exp \left(-j2\pi f_0(\eta_i t + \Delta t_i) \right) \right] + n_i(t) \quad (13)$$

定义

$$\varphi_i(t) = 2\pi f_0 \eta_i t \quad (14)$$

$$s_i(t) = A \cdot \text{Re} \left[u(t - \Delta t_i) \exp \left(-j(2\pi f_0 \Delta t_i + \varphi_i(t)) \right) \right] \quad (15)$$

显然, $\varphi_i(t)$ 是由频率偏差引起的相位偏差, $s_i(t)$ 则是节点 i 的零中频接收无噪声信号. 式(13)可以表示为

$$x_i(t) = s_i(t) + n_i(t) \quad (16)$$

上述过程表明,接收信号经下变频后,节点间的频率偏差将反映在接收信号的相位 $\varphi_i(t)$ 中. 考虑到雷达从节点内部时钟的一致性,从节点 i 接收信号的采样时钟 f'_s 同样会与参考时钟的 f_s 存在频率偏差 η_i , 导致节点 i 的相对时间与雷达主节点的时间关系可以表示为

$$t_i = \frac{1}{1 + \eta_i} t \quad (17)$$

采样后信号的形式可以表示为

$$x_i(t_i) = s_i(t) + n_i(t) \quad (18)$$

其中, t_i 取离散值 n/f'_s 时,即为信号的实际采样结果(噪声 $n_i(t)$ 对应采样值为 $N_i(n)$).

$$x_i(n) = A \cdot \text{Re} \left[u \left(\frac{n}{f'_s} - \Delta t_i \right) \exp \left(-j2\pi f_0 \left(\eta_i \frac{n}{f'_s} + \Delta t_i \right) \right) \right] + N_i(n) \quad (19)$$

又由于从节点采样时钟与主节点采样时钟存在关系

$$f'_s = (1 + \eta_i) f_s \quad (20)$$

所以,节点 i 接收信号采样后的数字信号可以表示为

$$x_i(n) = A \cdot \text{Re} \left[u \left(\frac{n}{(1 + \eta_i) f_s} - \Delta t_i \right) \cdot \exp \left(-j2\pi f_0 \left(\frac{\eta_i}{1 + \eta_i} \cdot \frac{n}{f_s} + \Delta t_i \right) \right) \right] + N_i(n) \quad (21)$$

对式(21)中的比例系数 $\frac{1}{1 + \eta_i}$ 进行级数展开为

$$\frac{1}{1 + \eta_i} = 1 - \eta_i + \eta_i^2 - \eta_i^3 + \dots \quad (22)$$

由于频率偏差 η_i 的值接近 0,忽略 η_i 的高次项并代入式(21)中可以得到

$$x_i(n) = A \cdot \text{Re} \left[u \left((1 - \eta_i) \frac{n}{f_s} - \Delta t_i \right) \cdot \exp \left(-j2\pi f_0 \left(\eta_i \frac{n}{f_s} + \Delta t_i \right) \right) \right] + N_i(n) \quad (23)$$

相对应的接收信号的无噪声时域形式表示为

$$s_i(t) = A \cdot \text{Re} \left[u \left((1 - \eta_i) t - \Delta t_i \right) \exp \left(j2\pi f_0 \left(-\eta_i t - \Delta t_i \right) \right) \right] \quad (24)$$

根据上述过程,在从节点 i 接收同步信号并采样后,所得到的零中频数字信号中会保留 $2\pi\eta_i f_0/f_s$ 的数字频率,这样可以根据采样信号进行高精度测频得到频率偏差 η_i ,下面介绍如何根据采样信号估计雷达从节点相对主节点的频率偏差.

2.2.2 相对频率偏差估计

根据 2.2.1 节内容显示,根据从节点的零中频数字信号实现频率偏差 η_i 的测量,类比脉冲多普勒雷达实现运动目标多普勒频移的测量原理,可以采用线性调频周期脉冲信号作为同步信号,对接收同步信号进行二维相干处理,得到对应的相干峰,其中第 1 维(对应脉冲多普勒雷达的快时间维)相干为数字域同步信号与从节点接收回波采样信号的相干处理.第 2 维(对应慢时间维)相干等效于傅里叶变换,相干峰的第 2 维位置与频率偏差存在对应关系,具体的算法步骤如图 5 所示.

按照图 5 所示的算法流程,可以得到从节点 i 的频率偏差结果 η_i . 显而易见,第 2 维傅里叶变换后形成相应的信号尖峰,假设第 2 维傅里叶变换点数为 N_f ,尖峰所在第 2 维位置为 n ,则 η_i 的具体计算方式为

$$\eta_i = -\frac{n}{f_0 N_f \cdot \text{PRT}} \quad (25)$$

其中, $n \in [-N_f/2, N_f/2]$, PRT 为脉冲重复周期, f_0 为信号

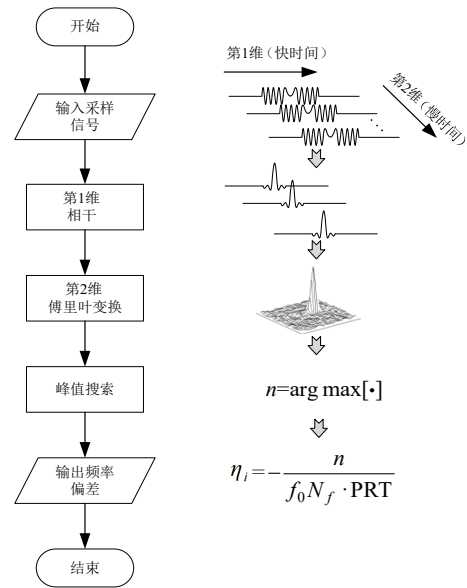


图 5 算法流程图

载频. 值得注意的是,常规 FFT 处理的频率精度有限,为直接验证理论的可行性,本文直接采用在第 2 维 FFT 运算过程中提高点数的方法,进行高精度测频.

依据上述方法,雷达从节点测量得到频率偏差后,控制其压控晶振模块实现对应的补偿,本文不对具体的补偿方式进行研究,默认补偿方法可以直接完成所测量频率偏差的补偿.

3 频率同步性能界限

根据上节内容,频率偏差信息包含在雷达从节点接收的同步信号中,本节将对该方法完成补偿后频率同步的性能界限进行推导.假设雷达从节点的接收信号 $x_i(t)$ 为窄带波形, $n_i(t)$ 为高斯白噪声,待估计的频率偏差 η_i 为固定值,分析待估计参数 η_i 的 Cramer-Rao 下界.接收信号 $x_i(t)$ 关于待估计参数的条件概率密度函数 $p(x_i(t)|\eta_i)$ 与噪声的概率密度函数 $p(n_i(t))$ 相一致,条件概率密度函数 $p(x_i(t)|\eta_i)$ 可以表示为

$$p(x_i(t)|\eta_i) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp \left(-\frac{(x_i(t) - s_i(t))^2}{2\sigma^2} \right) \quad (26)$$

其中,窄带信号 s_i 的形式可以表示为

$$s_i(t) = A \cdot \text{Re} \left[u(t - \Delta t_i) \exp \left(-j(2\pi f_0 \Delta t_i + \varphi_i(t)) \right) \right] \quad (27)$$

根据 Cramer-Rao 下界定义,对参数 η_i 的估计方差下界为

$$E \left[(\hat{\eta}_i - \eta_i)^2 \right] \geq \frac{1}{E \left[\left(\frac{\partial}{\partial \eta_i} \ln p(x_i(t)|\eta_i) \right)^2 \right]} \quad (28)$$

化简后,首先对分母内部的偏导数展开为

$$\frac{\partial}{\partial \eta_i} \ln p(x_i(t) | \eta_i) = \frac{x_i(t) - s_i(t)}{\sigma^2} \cdot \frac{\partial s_i(t)}{\partial \eta_i} \quad (29)$$

这样,式(28)的分母可以表示为

$$E \left[\left(\frac{\partial}{\partial \eta_i} \ln p(x_i(t) | \eta_i) \right)^2 \right] = \frac{1}{\sigma^2} \left(\frac{\partial s_i(t)}{\partial \eta_i} \right)^2 \quad (30)$$

对于窄带信号 s_i , 可以进一步计算得到

$$\frac{\partial s_i(t)}{\partial \eta_i} = A \cdot \text{Re} \left[j2\pi f_0 t_i \cdot u(t - \Delta t_i) \cdot \exp(-j(2\pi f_0 \Delta t_i + \varphi_i(t))) \right] \quad (31)$$

令

$$\hat{s}_i(t) = Au(t - \Delta t_i) \exp(-j(2\pi f_0 \Delta t_i + \varphi_i(t))) \quad (32)$$

那么,式(31)可简化为

$$\frac{\partial s_i(t)}{\partial \eta_i} = A \cdot \text{Re} [j2\pi f_0 t_i \cdot \hat{s}_i(t)] \quad (33)$$

得到 η_i 的估计性能界限为

$$E \left[(\hat{\eta}_i - \eta_i)^2 \right] \geq \frac{1}{4\text{SNR}\pi^2 f_0^2 \alpha^2} \quad (34)$$

其中, α 为信号的有效时宽, 与信号包络有关, 其平方定义为

$$\alpha^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} t_i^2 |u(t)|^2 dt \quad (35)$$

对于相参脉冲串波形, 效时宽 α 满足关系

$$\alpha^2 = \frac{\tau^2}{12} + \frac{N(N+1)\text{PRT}^2}{12} = \frac{N^2\text{PRT}^2}{12} \quad (36)$$

其中, τ 为信号脉宽, N 为脉冲数, PRT 为脉冲重复周期. 二维相干处理后, 峰值点的等效信噪比 SNR' 为

$$\text{SNR}' = N \cdot \text{SNR} \cdot f_s \cdot \tau \quad (37)$$

可以得到相参脉冲串的 η_i 估计性能界限为

$$E \left[(\hat{\eta}_i - \eta_i)^2 \right] \geq \frac{3}{\text{SNR}\pi^2 f_s f_0^2 N^3 \text{PRT}^2 \tau} \quad (38)$$

根据式(38), 在信噪比、载频以及采样率一定的情况下, η_i 的估计方差界限与接收信号的脉冲宽度、脉冲重复周期 PRT 的平方以及脉冲个数的 3 次方成反比. 按照系统补偿后的频率偏差为 $(\hat{\eta}_i - \eta_i)$, 将该结果代入式(3), 得到同步后的频率偏差导致相位偏差为

$$\Delta\phi_i = 2\pi(\hat{\eta}_i - \eta_i) \frac{\|R_i - S\|}{\lambda_0} \quad (39)$$

结合式(38), 同步后 DCAR 节点间信号到达波束区域的相位偏差理论方差为

$$E[\Delta\phi^2] \geq \frac{12\|R_i - S\|^2}{\text{SNR}f_s c^2 N^3 \text{PRT}^2 \tau} \quad (40)$$

在信噪比与系统采样率一定时, 同步后从节点的相位偏差方差同样与同步信号脉宽、脉冲重复周期的平方以及脉冲数的 3 次方成反比. 因此, 通过该频率同

步方法实现 DCAR 发射波束形成时, 需要合理选取同步波形参数, 实现满足发射波束形成要求的相位同步.

4 仿真与分析

为验证所提方法实现频率同步后的发射波束形成性能, 进行 2 项仿真实验. 实验 1 验证雷达从节点取不同的频率偏差时, 在不同信噪比及多径条件下的频率同步性能. 实验 2 设定典型 DCAR 系统, 在距离 100 km 处形成发射波束, 对比频率同步前后的发射波束形成结果, 验证频率同步对发射波束形成的作用.

4.1 频率同步性能仿真

设定雷达从节点与主节点同步前的相对频率偏差为 η 在 $-5 \times 10^{-8} \sim 5 \times 10^{-8}$ 范围内变化, 其他参数设置如表 1 所示, 下面按照本文方法对雷达从节点的频率进行补偿.

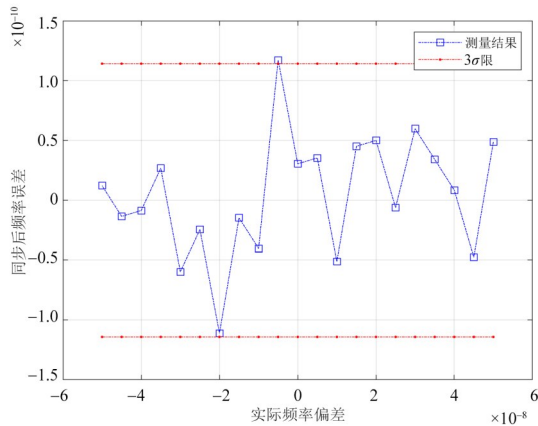
表 1 仿真参数设置

参数	说明
雷达从节点相对频率偏差 η	$-5 \times 10^{-8} \sim 5 \times 10^{-8}$
射频工作频点/GHz	10
节点间距/m	150
信号形式	线性调频周期脉冲信号
信号脉宽/ μs	2
脉冲信号带宽/MHz	8
脉冲重复周期/ μs	50
采样率/MHz	20
脉冲数	128
信噪比/dB	10
第 2 维 FFT 点数	65 536

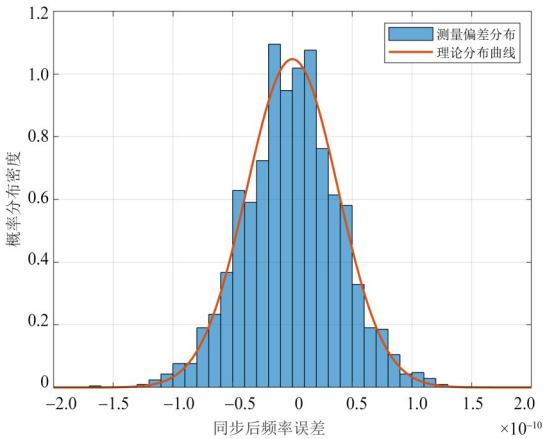
仿真得到同步后的频率误差与理论界限的关系如图 6(a) 所示 (红色虚线为测量值的理论标准差的 $\pm 3\sigma$ 界限). 进行 100 次蒙特卡洛实验, 得到同步后频率误差的分布如图 6(b) 所示 (红色曲线为理论概率分布密度曲线), 可以发现频率同步误差分布规律与理论误差分布相吻合, 验证了算法的正确性.

为进一步说明算法性能与同步信号参数的关系, 改变同步信号的脉冲重复周期 PRT、脉冲数 N 、脉冲宽度 τ 等参数, 验证不同信噪比条件下同步后频率误差的结果, 仿真结果如图 7 所示. 仿真结果表明, 在信噪比大于 -10 dB 时, 仿真结果与理论界限相符合.

对比图 7(a)~图 7(c), 可以发现, 误差随着脉冲重复周期、脉冲数和信号脉宽的增大而降低, 其中脉冲数对误差结果的影响最为显著, 符合理论推导的 3 次方反比规律. 考虑到实际情况下, 接收信号不仅存在噪声, 还受到多径等传输因素的影响. 下面增加信号传输多径因素 (按照表 2 进行参数设置), 设定信噪比范围 $-20 \sim 30$ dB, 并对比传统方法 (采用相位差与时间差之比进行频差测量), 说明本文方法的同步性能.



(a) 同步后频率误差



(b) 同步后频率误差分布

图6 频率同步误差仿真结果

仿真结果如图8所示,结果显示多径因素会导致同步后频率误差标准差提高,而在同等噪声条件下,本文方法在信噪比大于-15 dB时均优于传统方法.

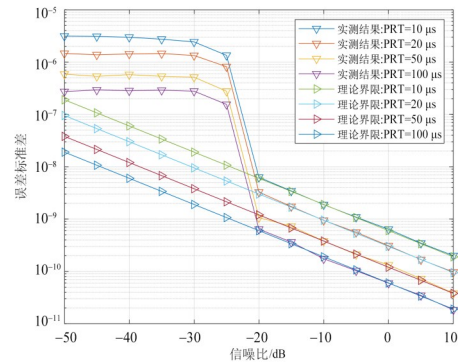
通过以上仿真,验证了本文方法实现频率同步的性能,且仿真结果与理论相符合.在信噪比不变的条件下,同步波形的信号脉宽、脉冲重复周期与脉冲数量越大,实现的频率同步精度越高,但同时计算规模也越大,因此在实际应用中,需要根据具体需求作出综合判断.

4.2 发射波束形成性能仿真

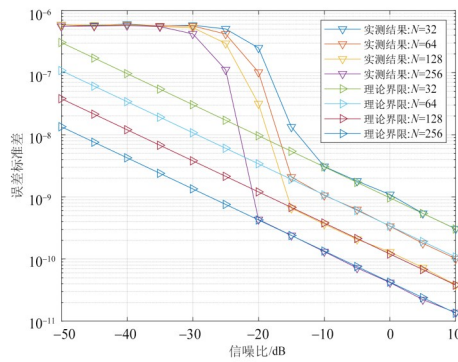
为进一步说明频率同步方法对DCAR发射波束形成的有效性,对比仿真频率同步前后的波束结果.本次仿真,假设雷达节点辐射到发射波束形成区域的信号强度一致,对比不同同步参数条件下频率同步后发射波束形成结果.具体仿真参数设置如表3所示.

按照表3的参数设置,发射波束形成的区域与阵元间的位置关系(非等比例)如图9所示.

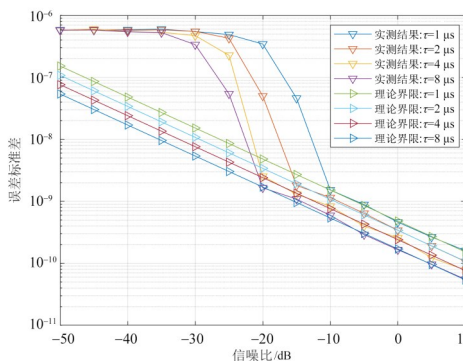
首先对理想情况下和同步前的发射波束进行仿真,得到的发射波束方向如图10所示.可以看到,同步



(a) 脉冲重复周期对同步结果的影响



(b) 脉冲数对同步结果影响



(c) 脉冲宽度对同步结果影响

图7 不同同步波形参数下的仿真结果

前(图10(b))的发射波束完全没有形成理想(图10(a))的效果,系统无法获得 L^2 的发射功率增益.同步参数取不同脉宽、脉冲数以及脉冲重复周期,对比各雷达节点同步后因频率偏差引起的相位偏差理论标准差与仿真标准差结果,具体参数条件和结果对比见表4,同时表4也给出了相位偏差对应的波束合成损失,同步后发射波束形成的仿真结果如图11所示.

仿真结果表明,相参脉冲串同步信号的脉宽、脉冲数和脉冲重复周期直接影响DCAR雷达节点信号到达发射波束形成区域的相位误差,其中脉冲数对最终发

表 2 仿真参数设置

参数	说明
频率偏差 η	-4×10^{-8}
射频工作频点/GHz	10
节点间距/m	150
信号形式	线性调频脉冲信号
信号脉宽/ μs	5
脉冲信号带宽/MHz	8
脉冲重复周期/ μs	50
采样率/MHz	20
脉冲数	128
信噪比/dB	-20~30
莱斯信道时延/ns	0,50,100
莱斯信道幅度均值	1,0.3,0.05

表 3 仿真参数设置

参数	说明
单元雷达相对频率偏差 η 分布	正态分布 $N(0, 10^{-14})$
射频工作频点/GHz	10
雷达节点数量	13
单元间距/m	100
信号形式	点频信号
发射波束区域中心坐标/km	(0.7, 100)
同步波形信号形式	线性调频脉冲信号
信号脉宽/ μs	0.5,1,2
脉冲信号带宽/MHz	8
脉冲重复周期/ μs	1,2
采样率/MHz	20
中频频点/MHz	45
脉冲数	16,32
信噪比/dB	10

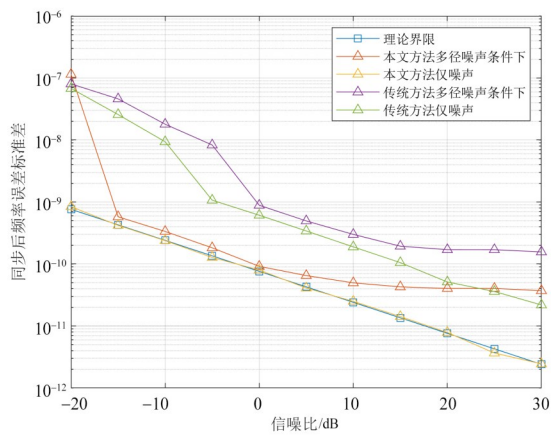


图 8 多径因素下不同方法的频率同步误差对比

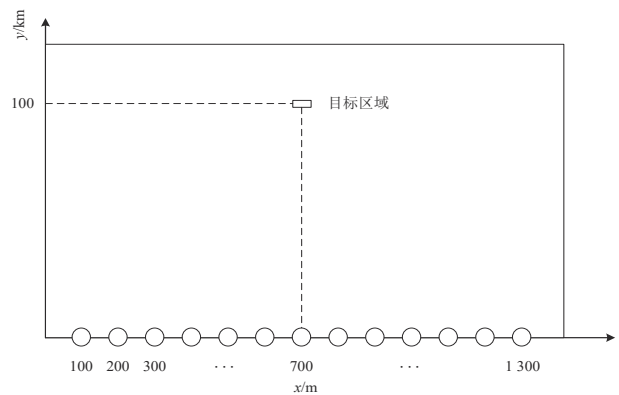


图 9 发射波束形成区域示意图

射波束形成增益的影响最显著(图 11(e)~图 11(h))均为脉冲数 32 的发射波束形成结果,而在同步信号时长 64 μs (脉宽 1 μs ,脉冲数 32 和脉冲重复周期 2 μs)时,发射波束增益损失可降低至 0.5 dB 以内. 表 4 中的同步后

相位误差结果也验证了理论结果与仿真结果的一致性. 综上,通过合理设置同步信号参数,可以实现 DCAR 发射波束形成要求的频率同步.

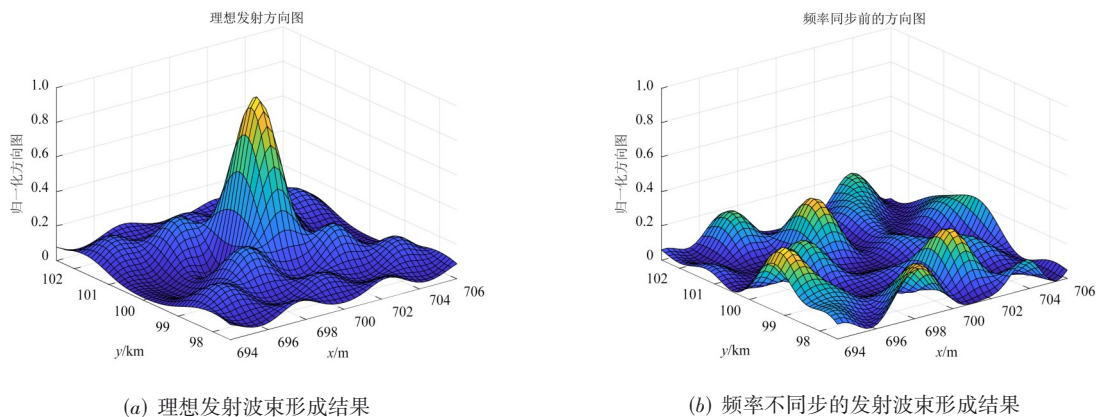


图 10 同步前 DCAR 发射方向图对比

表 4 仿真参数设置

参数条件			同步后相位误差		发射波束形成结果	
脉宽 $\tau/\mu\text{s}$	脉冲数 N	脉冲重复周期 PRT/ μs	理论标准差/ $^\circ$	实测标准差/ $^\circ$	波束合成损失/dB	仿真图
0.5	16	1	103.38	107.94	22.49	a
0.5	16	2	51.69	52.54	5.61	b
1.0	16	1	73.10	78.52	14.89	c
1.0	16	2	36.55	36.18	2.69	d
0.5	32	1	36.55	38.60	5.31	e
0.5	32	2	18.27	19.99	0.46	f
1.0	32	1	25.84	26.73	3.05	g
1.0	32	2	12.92	12.78	0.35	h

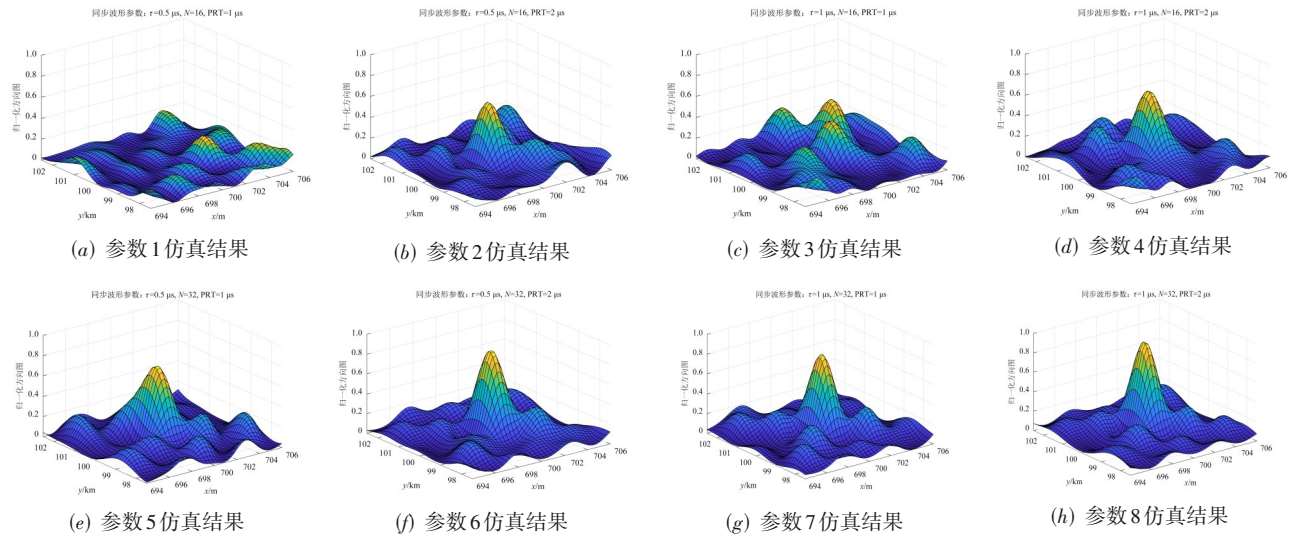


图 11 各种参数条件下同步后发射波束形成仿真结果

5 结论

本文针对可移动平台与复杂地形等场景下 DCAR 发射波束形成问题,提出了一种主从架构的无线 DCAR 频率同步方法,从发射波束形成原理出发,建立了系统频率同步误差与波束形成区域的信号相位一致性,以及发射波束形成增益的数学模型.为实现无线方式的频率同步,提出采用相参脉冲串作为同步信号,采用二维相干处理实现频差测量,并将频差作为压控晶振的控制量,补偿雷达各个从节点的参考频率与主节点相一致.为分析所提方法的性能界限,基于信号估计理论推导了所提方法在高斯噪声条件下雷达节点相位一致性的克拉美罗界.最后通过对频率同步性能及各种同步信号参数条件下发射波束形成结果的仿真,验证了所提方法的可行性.

参考文献

[1] 刘泉华, 张凯翔, 梁振楠, 等. 地基分布式相参雷达技术研究综述[J]. 信号处理, 2022, 38(12): 2443-2459.
LIU Q H, ZHANG K X, LIANG Z N, et al. Research overview

of ground-based distributed coherent aperture radar[J]. Journal of Signal Processing, 2022, 38(12): 2443-2459. (in Chinese)

[2] 刘兴华, 王国玉, 徐振海, 等. 分布式孔径相参合成原理、发展与技术实现综述[J]. 雷达学报, 2023, 12(6): 1229-1248.
LIU X H, WANG G Y, XU Z H, et al. Review of principles, development and technical implementation of coherently combining distributed apertures[J]. Journal of Radars, 2023, 12(6): 1229-1248. (in Chinese)

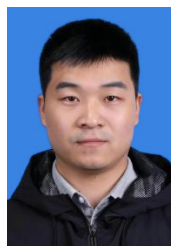
[3] XIAO X D, LI S Y, PENG S W, et al. Microwave photonic wideband distributed coherent aperture radar with high robustness to time synchronization error[J]. Journal of Lightwave Technology, 2021, 39(2): 347-356.

[4] TIAN W M, LIU H B, ZENG T. Frequency and time synchronization error analysis based on generalized signal model for Bistatic SAR[C]//2009 IET International Radar Conference. London: IET, 2009: 1-4.

[5] 曾涛, 殷丕磊, 杨小鹏, 等. 分布式全相参雷达系统时间与相位同步方案研究[J]. 雷达学报, 2013, 2(1): 105-110.
ZENG T, YIN P L, YANG X P, et al. Time and phase synchronization for distributed aperture coherent radar[J]. Journal of Radars, 2013, 2(1): 105-110. (in Chinese)

- [6] RODRIGUES-SILVA E, RODRIGUEZ-CASSOLA M. Analysis of a POD-based approach for phase and time synchronization of bistatic and multistatic SAR systems[C]//13th European Conference on Synthetic Aperture Radar. Online:VDE, 2021: 1-6.
- [7] KRIEGER G, YOUNIS M. Impact of oscillator noise in bistatic and multistatic SAR[J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2006, 3(3): 424-428.
- [8] LORIA E, PRAGER S, SEKER I, et al. Modeling the effects of oscillator phase noise and synchronization on multistatic SAR tomography[J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2023, 61: 5204212.
- [9] 来驰攀, 刘爱芳, 穆冬. 一种编队卫星 InSAR 系统相位同步方法研究[C]//第七届高分辨率对地观测学术年会论文集. 长沙: 高分辨率对地观测学术联盟, 2020: 232-236.
- LAI C P, LIU A F, MU D. Study and simulation on phase synchronization method of a format flying satellites inSAR system[C]//7th Annual Conference on High Resolution Earth Observation. Changsha: China High Resolution Earth Observation Academic Alliance, 2020: 232-236. (in Chinese)
- [10] DONG Y, LIU Z, WANG X C, et al. Distribution of millimeter waves over a fiber link with high frequency stability[J]. Chinese Optics Letters, 2016, 14(12): 120006-120009.
- [11] 王小成. 时间和频率信号的光纤稳定传输技术研究[D]. 上海: 上海交通大学, 2019.
- WANG X C. Research on Optical Fiber Stable Transmission Technology of Time and Frequency Signals[D]. Shanghai: Shanghai Jiao Tong University, 2019. (in Chinese)
- [12] 殷丕磊. 地基宽带分布式全相参雷达技术研究[D]. 北京: 北京理工大学, 2016.
- YIN P L. Research on Ground-based Broadband Distributed All-coherent Radar Technology[D]. Beijing: Beijing Institute of Technology, 2016. (in Chinese)
- [13] ZHANG W T, MIAO C, WU W. An optimization algorithm-based coherence method for the DCAR tracking process[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2024, 60(2): 1970-1984.
- [14] MERLO J M, SCHLEGEL A, NANZER J A. High accuracy wireless time-frequency transfer for distributed phased array beamforming[C]//2023 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium-IMS 2023. Piscataway: IEEE, 2023: 109-112.
- [15] RASHID M, NANZER J A. Online expectation-maximization based frequency and phase consensus in distributed phased arrays[J]. IEEE Transactions on Communications, 2023, 71(6): 3721-3735.
- [16] KENNEY R H, METCALF J G, MCDANIEL J W. Wireless distributed frequency and phase synchronization for mobile platforms in cooperative digital radar networks[J]. IEEE Transactions on Radar Systems, 2024, 2: 268-287.
- [17] MUDUMBAI R, BROWN III D R, MADHOW U, et al. Distributed transmit beamforming: Challenges and recent progress[J]. IEEE Communications Magazine, 2009, 47(2): 102-110.
- [18] WENTZ M, CHOWDHURY K R. Intra-network synchronization and retrodirective distributed transmit beamforming with UAVs[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2024, 73(2): 2017-2031.
- [19] 苗菁. 自由空间时间频率同步[D]. 北京: 清华大学, 2015.
- MIAO J. Free Space Time Frequency Synchronization[D]. Beijing: Tsinghua University, 2015. (in Chinese)
- [20] PRAGER S, HAYNES M S, MOGHADDAM M. Wireless subnanosecond RF synchronization for distributed ultrawideband software-defined radar networks[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2020, 68(11): 4787-4804.

作者简介



王楠 男, 1994年2月出生, 陕西咸阳市人. 西安电子科技大学电子工程学院博士研究生、西安中电科西电科大雷达技术协同创新研究院有限公司工程师. 主要研究方向为分布式相参雷达、分布式信号处理等. 中国电子学会会员编号: E190027116M.

E-mail: wang_nan@xidian.edu.cn



王华林 男, 1981年12月出生, 山东威海人. 西安电子科技大学知识产权战略与运营中心副研究员、西安中电科西电科大雷达技术协同创新研究院有限公司总经理. 主要研究方向为分布式雷达系统、分布式数据融合.

E-mail: wanghualin@mail.xidian.edu.cn



高晶 男, 1982年7月出生, 山西运城人. 西安中电科西电科大雷达技术协同创新研究院有限公司工程师. 主要研究方向为雷达数据处理、分布式数据融合.

E-mail: 48407193@qq.com



杨长山 男, 1992年7月出生, 河北邯郸人. 西安中电科西电科大雷达技术协同创新研究院有限公司技术转移部中级技术经理人. 主要研究方向为雷达系统工程、分布式数据融合.

E-mail: 1206129302@qq.com