

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2210701

# 基于粒子滤波算法毫米波误差综合估计\*

安宇宁<sup>1</sup>, 刘祖深<sup>1,2</sup>, 江丹<sup>2,3</sup>

(1. 中北大学 太原 030051; 2. 中电科思仪科技(安徽)有限公司 蚌埠 233010;  
3. 电子测量仪器技术蚌埠市技术创新中心 蚌埠 233010)

**摘要:**5G毫米波通信因其高载波频率和速率而备受关注,成为了未来移动通信的研究热点。然而,在毫米波通信测试仪器设计中,通常采用多次倍频的方法为毫米波基波混频器提供毫米波本振,这个过程中附加产生的相位噪声、载波频率偏移和采样时钟偏移等误差,会造成系统解调指标恶化。为了解决这一问题,本文首次提出了一种基于粒子滤波算法的毫米波误差综合估计的方法,利用粒子滤波算法良好的鲁棒性和适应性,可一次性估计出相位噪声、载波频率偏移以及采样时钟偏移。通过仿真与实验分析,本文算法相较于传统 PTRS 相位噪声估计效果更好,EVM 指标更优。并且本文所提算法已应用于国产 5G 毫米波基站综测仪中,在载波频率为 28 GHz,带宽为 400 MHz,调制方式为 64QAM 时,EVM 指标可达到 2.21%。

**关键词:**毫米波;粒子滤波;相位噪声;频率偏移

**中图分类号:** TN929.5 TH89 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.5015

## Integrated estimation of millimeter wave errors based on particle filtering algorithms

An Yuning<sup>1</sup>, Liu Zushen<sup>1,2</sup>, Jiang Dan<sup>2,3</sup>

(1. North University of China, Taiyuan 030051, China; 2. Ceyear Technologies (Anhui) Co., Ltd., Bengbu 233010, China;  
3. Bengbu Technology Innovation Center on Electronic Measurement Instrumentation Technology, Bengbu 233010, China)

**Abstract:** The 5G millimetre wave communication has attracted much attention due to its high carrier frequency and rate. It is a hot research topic for future mobile communications. However, in the design of millimetre-wave communication test instruments, multiple frequency multiplication is usually used to provide millimetre-wave fundamental oscillation for millimetre-wave base wave mixers, and the errors such as phase noise, carrier frequency offset and sampling clock offset additionally generated in this process can cause deterioration of the system demodulation index. To solve this problem, this article presents for the first time a method for comprehensive estimation of millimetre-wave errors based on the particle filtering algorithm, which can estimate the phase noise, carrier frequency offset and sampling clock offset in one go using the good robustness and adaptability of the particle filtering algorithm. Through simulation and experimental analysis, this article shows that the algorithm is more effective than the traditional PTRS phase noise estimation, and the EVM index is better. The proposed algorithm has been applied to the Chinese 5G millimetre wave base station synthesizer, and the EVM index can reach 2.21% at a carrier frequency of 28 GHz, a bandwidth of 400 MHz and a modulation method of 64QAM.

**Keywords:** millimetre wave; particle filtering; phase noise; frequency shift

## 0 引言

随着无线通信技术高速发展,可以看到无线通信网络的用户数量显著增加,并且走向万物互联时代,有更多

的智能终端设备接入无线网络中,移动互联及物联网相交织的新兴应用将促使人们追求更高速度更高质量的无线通信服务<sup>[1]</sup>。近日,第三代合作伙伴计划(3rd generation partnership project, 3GPP)提出了 5G R17 标准协议,其中在 R17 及未来版本中,毫米波频谱得到进一步

扩展,支持从 52.6~71 GHz 频段以及免许可频段,极大拓宽频谱的利用范围。

在实际的通信系统及测试仪器设计中,出于成本、复杂度和功耗以及当下工艺水平的限制,传输系统会受到模拟器件非理想特性的影响<sup>[2]</sup>。其中,在毫米波通信测试仪器设计中,通常采用多次倍频的方法为毫米波基波混频器提供毫米波本振,这个过程中附加产生的相位噪声(phase noise, PN),会造成系统解调指标恶化<sup>[3]</sup>。在正交频分复用技术(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)系统中,正交性依赖于发射机和接收机工作于完全相同的频率参考点,若没有这个条件,子载波的正交性就会遭到破坏,引起载波间干扰。载波频率误差(carrier frequency offset, CFO)和采样时钟偏差(sampling clock offset, SCO)通常是因发射机参考频率和接收机本地振荡器间不匹配引起,其与相位噪声相互影响、相互联系<sup>[4]</sup>。

选择合适的 PN、CFO 以及 SCO 估计与补偿算法是进行信号解调的关键。通常 SCO 可通过信道均衡技术来进行补偿。传统的 PN 与 CFO 估计算法主要采用导频信号或盲跟踪的方法来估计<sup>[5]</sup>。其中,通过解调参考信号(demodulation reference signal, DMRS),和相位追踪信号(phase tracking reference signal, PTRS)估计 CFO 与 PN 使用导频信号,会降低频谱效率。利用 PTRS 估计相位噪声的方法比较经典,接收机可以根据样点的相位噪声估算出其他数据的相位噪声,其本质是数据拟合,一般采用平均和内插方法,既简单又实用。但是其存在一些问题:1)参考信号的使用会降低帧结构的利用率;2)平均和内插的方法存在局限性,平均的方法只能补偿公共相位误差(common phase error, CPE),内插的方法适合相位噪声存在一定线性关系的情况<sup>[6]</sup>。

随着智能算法的兴起,为 PN、CFO 以及 SCO 的估计提供了更多的研究方法。相比于卡尔曼滤波(Kalman filtering, KF)算法和扩展卡尔曼滤波(extended Kalman filtering, EKF)算法,粒子滤波(particle filtering, PF)算法不受模型限制、滤波精度均匀并且稳定性好,使其拥有了更广泛的应用<sup>[7-8]</sup>。本文提出了一种基于系统状态空间模型智能算法,即利用粒子滤波算法对 5G 毫米波通信系统进行性能分析和状态参数预测<sup>[9]</sup>。1999 年,粒子滤波算法首次由 Carpenter 等<sup>[10]</sup>提出,在近 20 年的发展中,粒子滤波算法被广泛应用于各个领域,如状态预测、性能估计、故障诊断、目标跟踪等。在通信领域中,粒子滤波算法应用于信道估计、相位噪声估计以及频率偏移等方面。刘屹东等<sup>[11]</sup>提出了一种应用于单载波频域均衡(single carrier with frequency domain equalization, SC-FDE)系统信道估计的基于粒子群优化的粒子滤波的方法;刘高辉等<sup>[12]</sup>提出了一种将扩展卡尔曼滤波与粒子滤波相

结合实现单载波通信信号载波跟踪;Amblard 等<sup>[13]</sup>首次将粒子滤波应用于相位噪声的估计中。

本文采用维纳模型来近似相位噪声、载波频率偏移和采样时钟偏移。将构造的噪声模型添加到 OFDM 系统中,并建立相关的状态方程和测量方程,搭建标准的粒子滤波算法架构进行计算,最后通过仿真与实验验证了本文提出的基于粒子滤波算法的毫米波误差综合估计算法的实用性和有效性。

## 1 相位噪声模型

在 OFDM 系统中,相位噪声会对正交性和符号解调产生影响,从而导致系统性能变差。具体来说,相位噪声会导致 OFDM 子载波之间的相位偏移,从而破坏正交性,使得符号解调时存在误差。本节将分析相位噪声模型对 OFDM 系统的影响。

设仅存在相位噪声的 OFDM 系统,发射端基带传输信号为  $x_i[n]$ ,如式(1)所示。

$$x_i[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X[k] e^{j\frac{2\pi}{N}nk}, n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (1)$$

添加相位噪声  $\Phi(t)$  后的接收端基带信号为:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) x(t-\tau) e^{j\Phi(t-\tau)} d\tau \quad (2)$$

其中,发射信号与一个噪声分量  $e^{j\Phi(t)}$  相乘。

接收信号通过快速傅里叶变换(fast Fourier transform, FFT),从而得到 OFDM 解调序列  $Y[k]$ ,如式(3)所示。

$$Y[k] = (X[k] \otimes \alpha[k]) H[k] = \sum_{i=0}^{N-1} X[i] H[k] \alpha[(k-i)_N], k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3)$$

其中,  $(k-i)_N$  代表  $(k-i)$  模  $N$  取余,  $\alpha[k]$  和  $H[k]$  分别是第  $k$  个子载波上的相位噪声和信道响应,且分别表示为:

$$\alpha[k] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\Phi(nT_s)} e^{-j\frac{2\pi}{N}nk}, k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (4)$$

$$H[k] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{L-1} h[n] e^{-j\frac{2\pi}{N}nk}, k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (5)$$

式(3)可进一步表示为:

$$Y[k] = X[k] H[k] \alpha[0] + \sum_{i=0, i \neq k}^{N-1} X[i] H[k] \times \alpha[(k-i)_N] \quad (6)$$

式(6)说明相位噪声对 OFDM 系统的影响是双重的<sup>[14]</sup>,即  $\alpha[0]$  为公共相位误差,会造成星座图的旋转;  $\sum_{i=0, i \neq k}^{N-1} X[i] H[k] \alpha[(k-i)_N]$  为载波间干扰(inter-channel interference, ICI),会导致星座点发散。图 1 所示为采用 64QAM 调制方式受相位噪声影响的星座图。

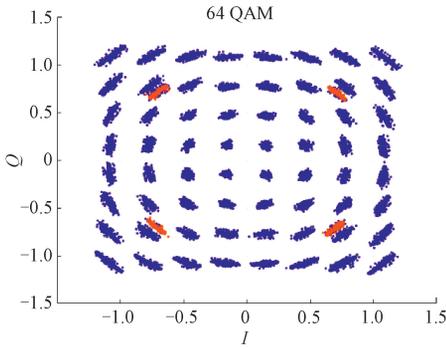


图1 无相位噪声补偿的信号星座图

Fig. 1 Signal constellation diagram without phase noise compensation

## 2 基于 PTRS 的相位噪声估计

3GPP 在 RAN1 会议上提出了一种新的参考信号 PTRS,为了评估和补偿毫米波波带相位噪声的影响。文献[15]提出了一种基于 PTRS 的相位噪声估计的方法。在一个资源块内,参考信号以特定的时频格方式进行配置,具体配置示例如图2所示。

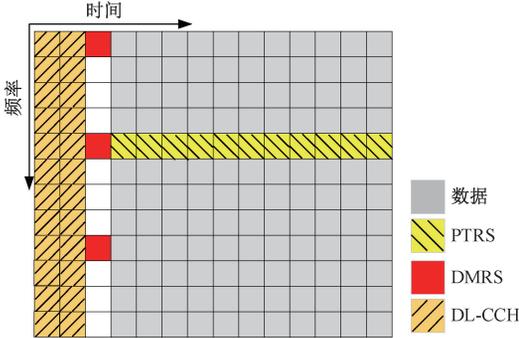


图2 参考信号配置示例

Fig. 2 Reference signal configuration example

若仅考虑 CPE 的影响,可将 ICI 当成高斯白噪声的一部分,则式(6)化简为:

$$Y[k] = X[k]H[k]\alpha[0] + W'[k] \quad (7)$$

假设用下标表示 OFDM 的位置索引,则第 3 和第  $l(l > 3)$  个 OFDM 符号的第  $k$  个子载波上的接收信号分别为:

$$Y_3[k] = X_3[k]H_3[k]e^{j\theta_3} + W'_3[k] \quad (8)$$

$$Y_l[k] = X_l[k]H_l[k]e^{j\theta_l} + W'_l[k] \quad (9)$$

时域上信道几乎不变,在式(9)中,  $H_l[k]$  等于  $H_3[k]$ ,其中  $e^{j\theta}$  代表 CPE。当一个资源块(resource block, RB)的时间间隔内时域上的信道几乎不变时,假设根据 DMRS 估计的信道包含相位噪声导致的 CPE 部

分  $\tilde{H}_3[k] = H_3[k]e^{j\theta_3}$ ,但不同 OFDM 符号上的 CPE 不同。因此,不能直接将估出的信道赋值给其他的 OFDM 符号,需要对两个符号间 CPE 的差值  $\theta_\tau = \theta_l - \theta_3$  进行补偿。利用 DMRS 和 PTRS 可以求出  $\theta_\tau$ ,如果参考信号  $X_3[k]$  和  $X_l[k]$  的值不相等,则可以通过接收信号除去已知的发送信号来获得  $\theta_\tau$ ;如果参考信号  $X_3[k]$  和  $X_l[k]$  的值相等,假设在频域上共有  $M$  个 RB,根据图2参考信号配置,频域上放置 PTRS 子载波的总个数也等于  $M$ ,则  $\theta_\tau$  可以通过以下公式估计获得。

$$\tilde{\theta}_\tau = \frac{M}{2\pi} \arg\left(\sum_{k=1}^{N-1} Y_3[k]^* Y_l[k]\right) \quad (10)$$

其中,  $Y_3[k]^*$  表示对  $Y_3[k]$  进行共轭操作。首先需要估计出信道响应  $\tilde{\theta}_\tau$ ,然后对其进行补偿。具体地,对于放置 PTRS 的 OFDM 符号,需要在  $\tilde{H}_3[k]$  的基础上旋转相位  $\tilde{\theta}_\tau$ ,以消除相位噪声的影响。对于未放置 PTRS 的 OFDM 符号,可以通过插值获取  $\tilde{\theta}_\tau$ 。在经过均衡和数据解调等操作之后,可以获得较为准确的源信息比特。根据算法的实现过程分析,如果在时频域上放置更多的 PTRS,则插值引入的误差越小,相差估计也更准确。

但是其存在一些问题。首先参考信号降低帧结构的利用率,然后平均和内插的方法存在局限性,平均的方法只能补偿 CPE,内插的方法适合相位噪声存在一定线性关系的情况。这种方法并不能完全匹配实际中产生的相位噪声,这会带来一些误差。

## 3 粒子滤波算法综合估计

本节将采用蒙特卡洛采样思想的贝叶斯滤波算法,即粒子滤波<sup>[16]</sup>,实现相位噪声、载波频率偏移以及采样时钟偏移的估计。此算法是通过在系统寻找一组带有权重的随机粒子样本,然后用此样本均值代替复杂的积分运算,从而获得近似系统随机变量的概率密度,得到系统状态的最小方差估计。

### 3.1 系统模型

本文将建立 OFDM 系统模型,为了便于研究,设发送端的第  $n$  个符号由  $x_n$  表示,则仅考虑相位噪声与载波频率偏移可由相位的旋转表示,则接收符号可被表示为:

$$y_n = e^{j\phi_n} x_n + w_n, n = 1, 2, \dots, N \quad (11)$$

其中,  $w_n$  表示高斯白噪声(white Gaussian noise, AWGN),  $\Phi(n)$  是由相位噪声与载波频率偏移引起的总相移,  $N$  是发送的符号数目。考虑到相位噪声和载波频率偏移的特性,其过程可以表示为:

$$\Phi_n = \Phi_{n-1} + \Delta f + \xi_n, n = 2, 3, \dots, N \quad (12)$$

其中,  $\xi_n \sim N(0, \sigma_\xi^2)$  为独立同分布的高斯随机变量;  $\Delta f$  表示为载波频率偏移,通常为常数。

采样时钟偏移会造成相位旋转幅度增大,导致星座图的旋转过大会引起误判,使误码率升高。假设  $p(t)$  为脉冲整形滤波器;  $\delta_n \triangleq \frac{\Delta T_n}{T_s}$  为采样时钟偏移,其中  $T_s$  是符号持续时间,  $\Delta T_n$  是对第  $n$  符号的理想采样时间偏差量。若仅考虑采样时钟偏移,第  $n$  个接收符号可以表示为:

$$y_n = \sum_{k=1}^N x_k p(n-k+\delta_n) + w_n, n=1,2,\dots,N \quad (13)$$

其中,采样时钟偏移  $\delta_n$  是由振荡器引入的,可用维纳模型进行建模,可表示为:

$$\delta_n = \delta_{n-1} + \eta_n, n=2,3,\dots,N \quad (14)$$

其中,  $\eta_n$  是方差为  $\sigma_\eta^2$  的零均值高斯随机过程。

同时考虑相位噪声、载波频率偏移与采样时钟偏移的影响,则第  $n$  个接收符号可以表示为:

$$y_n = \sum_{k=1}^N e^{j\Phi_k} x_k p(n-k+\delta_n) + w_n, n=1,2,\dots,N \quad (15)$$

### 3.2 方法综述

利用粒子滤波算法对相位噪声、载波频率偏移与采样时钟偏移进行预测时,关键是确定预测模型的状态方程与测量方程,本文 3.3 及 3.4 节将分析方程的建立。具体算法流程如下:

- 1) 确定估计目标:相位噪声  $\Phi_n$ 、载波频率偏移  $\Delta f$  以及采样时钟偏移  $\delta_n$ ,用  $\{z_1, z_2, \dots, z_n\}$  表示。
- 2) 建立状态方程与测量方程。
- 3) 初始化:相位噪声  $\Phi_0$ 、载波频率偏移  $f_0$  以及采样时钟偏移  $\delta_0$ ,可通过插入的导频信号对每个 OFDM 符号进行初值估计。

4) For  $n = 1:N$

(1) 重要性采样阶段

For  $i = 1:N$

计算重要性密度函数  $q(\Phi_{1:n}^{(i)}, f_{1:n}^{(i)}, \delta_{1:n}^{(i)} | y_{1:n})$ ,生成  $N$  个粒子  $\{z_n^i\}_{i=1}^N$ 。

(2) 权值计算。根据式 (16) 计算粒子权值,并按式 (17) 归一化。

$$\omega_n^i = \omega_{n-1}^i \frac{p(y_n | x_n^i) p(x_n^i | x_{n-1}^i)}{q(x_n^i | x_{n-1}^i, y_n)} \quad (16)$$

$$\tilde{\omega}_n^i = \frac{\omega_n^i}{\sum_{j=1}^N \omega_n^j} \quad (17)$$

(3) 选择阶段(重采样)。对粒子集进行重采样  $\{z_n^i, \tilde{\omega}_n^i\}$ ,重采样后粒子集为  $\{z_n^i, 1/N\}$ 。

5) 状态估计。按式 (18) 计算  $k$  时刻的状态估计。

$$\hat{x}_n = \sum_{i=1}^N x_n^i \tilde{\omega}_n^i \quad (18)$$

### 3.3 状态方程建立

在建立粒子滤波模型前,定义  $z_n = [\Phi_n \ \Delta f_n \ \delta_n]^T$  为状态向量。其中,将载波频率偏移假设为维纳模型,以便在粒子滤波框架下进行估计,将采用如下模型:

$$\Delta f_n = \Delta f_{n-1} + v_{n-1}, n=1,2,\dots,N \quad (19)$$

为了使该模型中将载波频率偏移建模为常量,将式(19)中的  $\Delta f_0$  视作实际的载波频率偏移,并使  $v_{n-1} \sim N(0, \sigma_v^2)$  的方差远远小于  $\Delta f_0$ ,这能够使建立的维纳模型  $\Delta f_n, n=1,2,\dots,N$  中的每一项都接近于  $\Delta f_0$ 。因此,依据状态向量,系统状态方程可表示为:

$$z_n = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\triangleq A} \underbrace{\begin{bmatrix} \Phi_{n-1} \\ \Delta f_{n-1} \\ \delta_{n-1} \end{bmatrix}}_{\triangleq z_{n-1}} + \underbrace{\begin{bmatrix} \xi_n \\ v_n \\ \eta_n \end{bmatrix}}_{\triangleq \epsilon_n} = A z_{n-1} + \epsilon_n \quad (20)$$

在式 (20) 中,假设当  $n=1,2,\dots,N$  时,  $\xi_n, v_n$  和  $\eta_n$  是相互独立的高斯随机变量,则  $\epsilon_n$  是协方差矩阵为  $Q_n = \text{diag}(\sigma_\xi^2, \sigma_v^2, \sigma_\eta^2)$  的高斯随机向量。

### 3.4 测量方程优化

根据测量方程 (15),可知添加相位噪声、频率偏移以及采样时钟偏差的 OFDM 系统与状态向量  $z_n = [\Phi_n \ \Delta f_n \ \delta_n]^T$  之间是一种非线性的关系。因此,提出了用蒙特卡罗的方法实现对 3 种误差的综合估计。然而,式(15)中给出的  $y_n$  表达式中  $\Phi_k$  依赖于  $k=1,2,\dots,N$ ,使得存在采样时钟偏移时,跟踪相位噪声和载波频率偏移变得困难,因此将式(15)重新表述如下:

$$y_n = e^{j\Phi_n} \sum_{k=1}^N e^{j\Psi_{k,n}} x_n p(n-k+\delta_n) + w_n \quad (21)$$

其中,  $\Psi_{k,n} = \Phi_k - \Phi_n$ ,若基于  $\Phi_0, \Delta f$  和  $\xi_i$  递推的表示每一个  $\Phi_i$ ,则  $\Psi_{k,n}$  表示为:

$$\Psi_{k,n} = (k-n)\Delta f + \psi_{k,n} \quad (22)$$

其中,  $\psi_{k,n}$  是  $|n-k|$  的  $\xi_i$  的连续项和,并且所有的  $\xi_i$  项都是高斯随机变量,所以  $\psi_{k,n}$  也是方差为  $\sigma_{k,n}^2 = |n-k|\sigma_\xi^2$ 。因此,将 (22) 式代入 (21) 中,可得:

$$y_n = e^{j\Phi_n} \sum_{k=1}^N e^{-j(n-k)\Delta f} e^{j\psi_{k,n}} x_n p(n-k+\delta_n) + w_n \approx e^{j\Phi_n} \sum_{k=1}^N x_k e^{-j(n-k)\Delta f} p(n-k+\delta_n) + Y_n + w_n \quad (23)$$

其中,通过泰勒展开的前两项来近似  $e^{j\psi_{k,n}}$ ,并且  $Y_n$  定义为:

$$Y_n = j e^{j\Phi_n} \sum_{k=1}^N \psi_{k,n} x_k e^{-j(n-k)\Delta f} p(n-k+\delta_n) \quad (24)$$

然后,假设  $Y_n$  是零均值的加性高斯白噪声,其方差为:

$$\sigma_{Y_n}^2 = P_x \sigma_\xi^2 \sum_{k=1}^N |n-k| \mathbf{E}\{p^2(n-k+\delta_n)\} \quad (25)$$

其中,数学期望是由  $\delta_n$  计算得出,其是方差为  $n\sigma_\eta^2$  的零均值高斯随机变量。此外,假设发射端的符号是方差为  $P_x$  零均值的独立同分布随机变量。则第  $n$  个接收符

号可以表示为:

$$y_n = e^{j\phi_n} \sum_{k=1}^N x_k e^{-j(n-k)\Delta f} p(n-k+\delta_n) + w'_n \quad (26)$$

其中,  $w'_n = Y_n + w_n$  是方差为  $\sigma_{w'_n}^2 = \sigma_{Y_n}^2 + \sigma_w^2$  的零均值的加性高斯噪声。

通过建立的状态方程和优化后的测量方程,可以通过粒子滤波算法实现相位噪声、载波频率偏移以及采样时钟偏差的综合估计。

## 4 仿真及应用分析

### 4.1 系统仿真结果分析

本文算法仿真在毫米波段 OFDM 中进行,仿真参数如表 1 所示。

表 1 仿真参数

Table 1 Simulation parameters

参数	取值
系统	OFDM
载波频率/GHz	28
载波间隔/kHz	120
调制	64QAM
信噪比/dB	10
信道模型	AWGN

如图 3 所示为在载波频率为 28 GHz,信噪比(signal-to-noise ratio, SNR)为 10 dB,信道模型为 AWGN,添加 CFO 为  $10^{-3}$ ,PN 的方差为  $\sigma_{\xi}^2 = 10^{-4}$ 、以及 SCO 的方差为  $\sigma_{\eta}^2 = 2 \times 10^{-6}$  的噪声时,未进行误差估计与补偿的解调信号星座图,信号解调的误差向量幅度(error vector magnitude, EVM)为 5.86%。

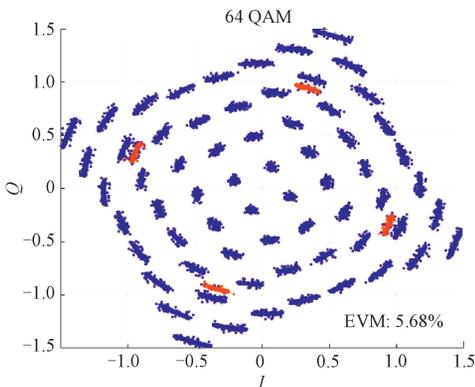


图 3 无噪声补偿星座图

Fig. 3 Constellation diagram without noise compensation

如图 4 所示为采用 PTRS 算法的相位噪声估计并补偿后接收端解调信号星座图,信号解调的 EVM 为 3.15%。

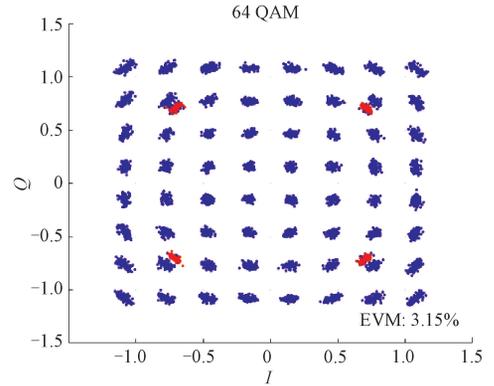


图 4 基于 PTRS 相位噪声估计补偿后星座图

Fig. 4 Constellation diagram after compensation based on PTRS phase noise estimation

如图 5 所示为使用本文提出的综合噪声估计和补偿后,接收端解调信号星座图,信号解调的 EVM 为 2.41%。

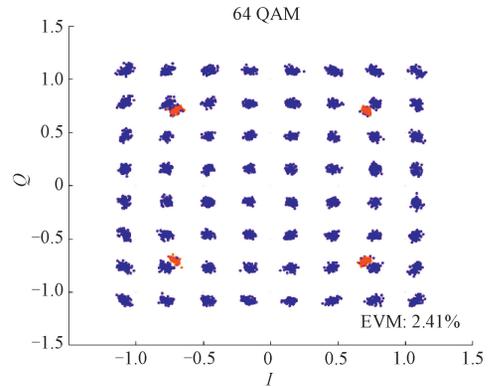


图 5 粒子滤波算法估计补偿后星座图

Fig. 5 Estimated compensated constellation diagram by the particle filter algorithm

综上所述,在未进行误差估计与补偿时,信号的相位出现偏移,并且星座图存在发散和旋转的现象,极大地影响了接收信号的质量,导致信号解调指标变差。通过采用 PTRS 算法与本文算法均能够成功的减小 PN、CFO 和 SCO 对系统的影响。相较于 PTRS 相位噪声估计算法,本文提出的基于粒子滤波算法的综合估计方法具有更高的估计精度,解调指标表现更为优异。

如图 6 所示,为采用 1 000 次蒙特卡罗仿真方法,对比不同算法在不同信噪比下偏差估计与补偿后的解调结果。其中,最底部的曲线“未添加相位噪声”表示没有添加相位噪声。中间曲线“粒子滤波补偿”表示同时添加相位噪声并进行粒子滤波补偿的结果。最顶部的曲线

“PTRS 补偿”表示添加相位噪声并进行 PTRS 补偿的结果。其中,通过比较 3 条曲线,本文所提算法在不同信噪比下相比 PTRS 算法,对相位噪声的估计更为精确,并且经过粒子滤波算法估计与补偿后的 EVM 曲线更趋近于未添加相位噪声的 EVM 曲线。

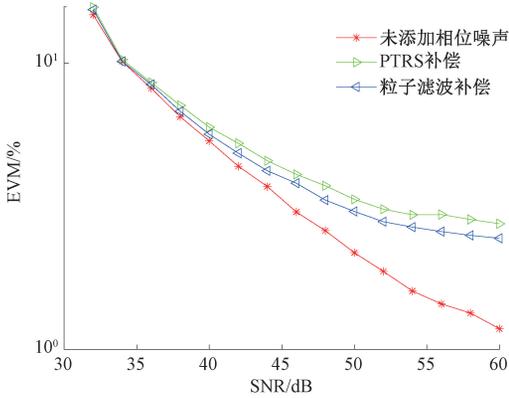


图 6 不同算法偏差估计与补偿性能比较

Fig. 6 Comparison of the performance of different algorithms for bias estimation and compensation

#### 4.2 整机验证结果分析

本文所提粒子滤波综合估计方法已应用于国产 5G 毫米波基站综测仪中如图 7 所示,为整机测试平台。在验证仿真的正确性时,使用了如图 8 所示的参数配置界面,并配置了与仿真参数相同的相关参数。如图 9 所示 5G 毫米波基站综测仪解调信号星座图,可以观察到实际测试得到的星座图不存在相位旋转,能够获得优秀的解调信号。

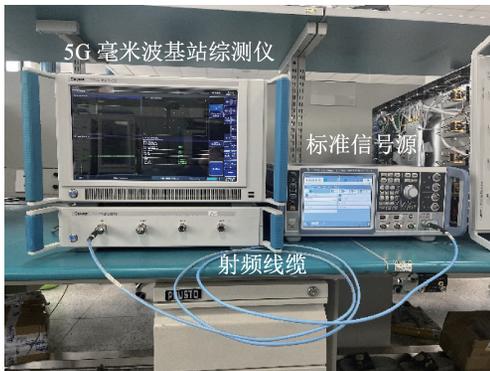


图 7 整机测试平台

Fig. 7 Whole machine test platform

本文所提基于粒子滤波算法综合估计与补偿的方法,在基站综测仪整机进行应用并获得了良好的解调性能。如图 10 所示在 400 MHz 带宽下,使用本方法获得的 EVM 为 2.21%,表现出良好的解调信号质量。同时,该

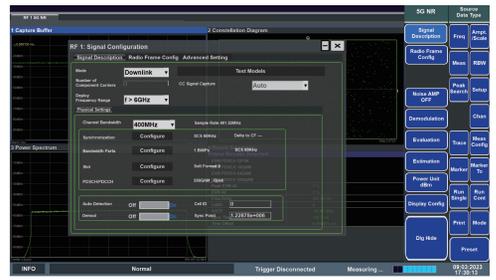


图 8 参数配置

Fig. 8 Parameters configuration

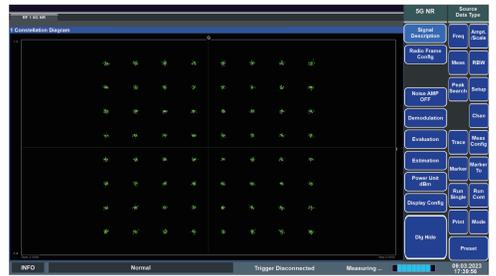


图 9 实际解调信号星座图

Fig. 9 Constellation diagram of actual demodulated signal

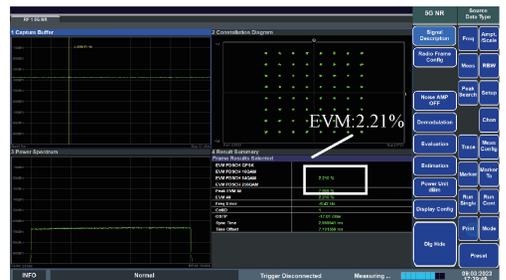


图 10 测试结果分析

Fig. 10 Analysis of test results

方法满足了 3GPP TS38. 141 对 PDSCH 信道 64QAM 调制方式下 EVM 不超过 9% 的要求<sup>[17]</sup>。

## 5 结 论

本文研究了毫米波通信系统及测试仪器设计中,因本地振荡器的非理想特性产生的相位噪声、载波频率偏移以及采样时钟偏移的问题,提出了基于粒子滤波算法的毫米波误差综合估计的方法。通过实验与仿真证明本文算法相较于 PTRS 算法估计与补偿后的 EVM 指标更优;并且能够一次将相位噪声、频率偏移以及采样时钟偏移估计出并进行补偿;本文算法已应用于国产 5G 毫米波综测仪中。

## 参考文献

- [ 1 ] 吴屹. 太赫兹通信 IQ 不平衡与相位噪声补偿技术研究[D]. 成都:电子科技大学, 2021.  
WU Y. Research on IQ imbalance and phase noise compensation techniques for terahertz communications [D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology, 2021.
- [ 2 ] 李军. 毫米波 MIMO 射频器件非理想特性分析研究[D]. 成都:电子科技大学, 2022.  
LI J. Research on non-ideal characteristics analysis of millimeter-wave MIMO RF devices [D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology, 2022.
- [ 3 ] EASWARAN U, KRISHNAVENI V. Analysis of phase noise issues in millimeter wave systems for 5G communications[J]. *Wireless Personal Communications*, 2022, 126(2): 1601-1619.
- [ 4 ] LIU H C, CHAN H W, LOPEZ H, et al. A 16/64 QAM baseband SoC for mm-wave transceiver with self-healing for FD/FI IQ mismatch, LO leakage and CFO/SCO/PNC[C]. 2020 IEEE Asian Solid-State Circuits Conference (A-SSCC), IEEE, 2020: 1-2.
- [ 5 ] 赵文超,刘祖深,许虎. 基于 DMRS 联合频偏估计方法及应用[J]. *电子测量与仪器学报*, 2021, 35(11): 170-176.  
ZHAO W CH, LIU Z SH, XU H. Joint frequency bias estimation method based on DMRS and its application[J]. *Journal of Electronic Measurement and Instrumentation*, 2021, 35(11): 170-176.
- [ 6 ] GU S, LONG H, LI Q. Phase noise estimation and compensation algorithms for 5G systems[C]. *Communications and Networking: 13th EAI International Conference, Chinacom 2018, Chengdu, China, October 23-25, 2018, Proceedings 13*. Springer International Publishing, 2019: 551-561.
- [ 7 ] 黄海宏,汪宇航,王海欣. 基于粒子群优化粒子滤波算法的 SOC 估算研究[J]. *电子测量与仪器学报*, 2022, 36(2): 245-253.  
HUANG H H, WANG Y H, WANG H X. Research on SOC estimation based on particle swarm optimization particle filtering algorithm [J]. *Journal of Electronic Measurement and Instrumentation*, 2022, 36(2): 245-253.
- [ 8 ] 刘洞波,杨高波,肖鹏,等. 移动机器人自适应抗差无迹粒子滤波定位算法[J]. *仪器仪表学报*, 2015, 36(5): 1131-1137.  
LIU D B, YANG G B, XIAO P, et al. Adaptive anti-difference traceless particle filtering localization algorithm for mobile robots [J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2015, 36(5): 1131-1137.
- [ 9 ] 黄小平. 粒子滤波原理及应用: MATLAB 仿真[M]. 北京:电子工业出版社, 2017.  
HUANG X P. Principle and application of particle filter: MATLAB simulation [M]. Beijing: Electronic Industry Press, 2017.
- [ 10 ] CARPENTER J, CLIFFORD P, FEARNHEAD P. Improved particle filter for nonlinear problems[J]. *IEE Proceedings-Radar, Sonar and Navigation*, 1999, 146(1): 2-7.
- [ 11 ] 刘屹东,陈西宏,袁迪喆. 基于粒子群优化粒子滤波的 SC-FDE 系统信道估计方法[J]. *空军工程大学学报*, 2022, 23(4): 66-71, 91.  
LIU Y D, CHEN X H, YUAN D ZH. Channel estimation method for SC-FDE system based on particle swarm optimization particle filter [J]. *Journal of Air Force Engineering University*, 2022, 23(4): 66-71, 91.
- [ 12 ] 刘高辉,刘军. 基于扩展粒子滤波算法的单载波通信信号载波跟踪方法研究[J]. *微电子学与计算机*, 2021, 38(12): 61-68.  
LIU G H, LIU J. Research on carrier tracking method of single-carrier communication signal based on extended particle filter algorithm [J]. *Microelectronics and Computer*, 2021, 38(12): 61-68.
- [ 13 ] AMBLARD P O, BROSSIER J M, MOISAN E. Phase tracking: What do we gain from optimality? Particle filtering versus phase-locked loops[J]. *Signal Processing*, 2003, 83(1): 151-167.
- [ 14 ] 姚婷婷. 60 GHz 毫米波通信系统的相噪估计和补偿技术研究[D]. 南京:东南大学, 2021.  
YAO T T. Research on phase noise estimation and compensation technology of 60 GHz millimeter wave communication system [D]. Nanjing: Southeast University, 2021.
- [ 15 ] QI Y, HUNUKUMBURE M, NAM H, et al. On the phase tracking reference signal (PT-RS) design for 5G new radio (NR) [C]. 2018 IEEE 88th Vehicular Technology Conference (VTC-Fall), IEEE, 2018: 1-5.

- [16] 李超,刘忠良,金银霞,等.基于粒子滤波算法的涡旋压缩机性能预测研究[J].流体机械,2022,50(5):54-61.  
LI CH, LIU ZH L, JIN Y X, et al. Research on performance prediction of scroll compressor based on particle filter algorithm [J]. Fluid Machinery, 2022, 50(5): 54-61.
- [17] 3GPP. Base station (BS) conformance testing: TS 38.141 NR [S]. Spokane, US: 3GPP Organizational Partners, 2020.

### 作者简介



**安宇宁**(通信作者),2019年于哈尔滨工业大学获得学士学位,现为中北大学硕士研究生,主要研究方向为5G毫米波、太赫兹移动通信测试技术。

E-mail: anyn1017@163.com

**An Yuning** (Corresponding author) received her B. Sc. degree from Harbin Institute of Technology in 2019. She is a M. Sc. candidate at North University of China. Her main research interests include 5G millimeter wave and terahertz mobile communication test technology.



**刘祖深**,1983年于南京大学获得学士学位,2005年于空军工程大学获得博士学位,现为中国电子科技集团首席科学家,主要研究方向为微波通信测量技术与仪器的研究和开发。

E-mail: eibb@ei-electro.com

**Liu Zushen** received his B. Sc. degree from Nanjing University in 1983 and received his Ph. D. from Air Force Engineering University in 2005. He is currently the chief scientist of China Electronics Technology Group. His main research interests include the research and development of microwave communication measurement technology and instrumentation.



**江丹**,2016年于国防科技大学获得硕士学位,现为中电科思仪科技(安徽)有限公司工程师,主要研究方向为5G、太赫兹通信技术。

E-mail: danjiang01@126.com

**Jiang Dan** received his M. Sc. degree from National University of Defense Technology in 2016. He is currently an engineer at Ceyear Technologies (Anhui) Co., Ltd. His main research interests include 5G and Terahertz communication technology.