

LOS MIMO 系统多相位跟踪与补偿*

罗丽平¹, 周景荣², 陈海强³

- (1. 广西民族大学信息科学与工程学院, 广西 南宁 530006;
2. 中山大学电子与信息工程学院, 广东 广州 510275;
3. 广西大学计算机与电子信息学院, 广西 南宁 530004)

摘要: 针对 LOS MIMO 系统中分布式天线的多个发送端相位噪声和多个接收端相位噪声, 基于 LMS 准则和线性均衡提出了多相位跟踪与补偿算法, 通过仿真分析了该算法在不同的振荡器配置、相位噪声带宽、调制阶数和迭代步长下系统的误符号率性能。并与基于锁相环的多相位跟踪算法 (PLL) 作比较, 结果表明: LMS 算法的误符号率性能明显优于 PLL 算法, 能有效降低 LOS MIMO 系统的误符号率, 且更具有实用性。

关键词: LOS MIMO 系统; LMS 准则; 线性均衡; 多相位噪声; 跟踪与补偿

中图分类号: TN911.23 **文献标志码:** A **文章编号:** 0529-6579 (2017) 05-0149-07

Multiple phases tracking and compensation for LOS MIMO systems

LUO Liping¹, ZHOU Jingrong², CHEN Haiqiang³

- (1. School of Information Science and Engineering, Guangxi University for Nationalities, Nanning 530006, China;
2. School of Electronics and Information Technology, Sun Yat-sen University, Guangzhou 510275, China;
3. School of Computer, Electronics and Information, Guangxi University, Nanning 530004, China)

Abstract: Aiming at the multiple phase noises in distributed transmitter and receiver antennas of LOS MIMO systems, a tracking and compensation algorithm for multiple phases based on LMS criterion and linear equalization is proposed. The symbol error rate (SER) performance is analyzed by simulations under various oscillator configurations, phase noise bandwidth, modulation orders and step sizes. Then, compared with the existed algorithm based on phase-locked loop (PLL), the simulation results show that the SER performance of the LMS algorithm is superior to the PLL algorithm. The proposed LMS algorithm can reduce the SER of LOS MIMO systems more efficiently, thus is more practicable than the PLL algorithm.

Key words: LOS MIMO systems; LMS criterion; linear equalization; multiple phase noises; tracking and compensation

* 收稿日期: 2016-12-19

基金项目: 国家自然科学基金 (61362010); 广西自然科学基金 (2016GXNSFAA380091); 广西高等学校科学研究项目 (2013YB073)

作者简介: 罗丽平 (1980年生), 女; 研究方向: 认知无线电; E-mail: 78122732@qq.com

随着移动网络由 3G 向 4G 甚至 5G 的不断演进, 网络最后一公里接入的速度不断提高, 网络变得越来越密集^[1]。而承载着将基站内所有通信链路与核心网络连接功能的回程网络 (Backhaul network), 作为一种灵活和低成本的方式, 被认为是一种较好的解决方法, 已经得到了越来越多的认可和重视。但, 这项技术也将面临越来越大的挑战^[2]。在现有的无线回程网络中, 微波系统 (如 6~38 GHz) 因具有很宽的传输带宽, 是较为常用的一种无线回程技术^[3]。载频更高和频带更宽的毫米波技术 (如 60 GHz) 也是一种可能的无线回程技术^[4]。但由于频谱的稀缺性和高成本, 实际中却难以通过不断增加传输带宽来提高回程效率。与通过增加频谱方式不同, 多输入多输出 (MIMO: multiple-input multiple output) 技术^[5] 利用空间维度来提高传输效率, 并已经在接入网络 (LTE: long term evolution) 和 WLAN (wireless local area network) 中得到了广泛使用^[6]。近年来, 将微波或毫米波与 MIMO 技术相结合, 以进一步提高无线回程网络的传输效率成为了研究的热点^[7-10]。在传统的 MIMO 系统中, 非视距 (NLOS: non-light of sight) 传输和丰富的散射环境是 MIMO 技术得以成功的关键因素^[5]。与此不同, 在微波和毫米波系统中, 视距 (LOS: light of sight) 传输是主要的传输径, 这对微波或毫米波系统与 MIMO 技术的结合带来了挑战^[7]。文献 [7] 证明: 通过优化天线的布置, 即使在 LOS 传输环境中也可实现 MIMO 复用传输。

实现 MIMO 复用传输在微波或毫米波系统中的应用, 要求天线之间保持足够的间隔, 其距离一般达到数米^[7]。因此, 不同的天线必须采用不同的振荡器。然而, 天线系统中的振荡器会带来相位误差 (PHN: phase noise)^[11]。在传统的 MIMO 系统中, 由于发送端或接收端均使用共用的振荡器, 发送端和接收端均只有一个相位, 所以只需进行单个相位的估计和补偿^[12]。在微波或毫米波系统中, 不同天线之间的相位噪声是相互独立的, 因此微波或毫米波 MIMO 系统面临更高的挑战^[3,10,13]。文献 [3, 10] 分析了相位噪声对基于 LOS 传输的 MIMO 系统容量的影响。文献 [13] 通过实验验证了多个独立的相位噪声对基于 MIMO 的微波或毫米波系统误码率性能的影响, 其结果证明了进行多相位跟踪和补偿的必要性和重要性。此外, 文献 [13] 针对接收端多根天线共用振荡器的情形, 提出了利用多个平行的锁相环算法来进行多相位的跟踪。实

际中的分布式天线系统更多是采用不同的振荡器来产生无线信号。因此, 如何同时实现 LOS MIMO 系统中分布式天线多个发送端相位和多个接收端相位的跟踪与补偿, 是一个非常重要和现实的问题。

1 系统模型

1.1 双极化 LOS MIMO 信道模型

考虑 $N_r \times N_t$ LOS MIMO 信道矩阵^[14],

$$H_{\text{LOS}} = \begin{pmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1N_t} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r 1} & \cdots & h_{N_r N_t} \end{pmatrix} \quad (1)$$

其中, $h_{nm} = \exp\left(j\frac{2\pi}{\lambda}d_{nm}\right)$, $\lambda = \frac{c}{f_c}$ 为电磁波的波长, d_{nm} 表示第 n 根发送端天线到第 m 根接收端天线之间的距离。在实际应用中, 天线间距一般较大, 制约了天线的数目。因此, 本文考虑一个对称的 2×2 天线系统, 假设发送端两根天线之间的距离为 d , 接收端两根天线之间的距离也为 d , 并且满足 $d_{11} = d_{22} = D$, 根据天线间的几何关系, 可以求得: $d_{12} = d_{21} = \sqrt{d^2 + D^2}$ 。由公式 (1) 可得到 2×2 LOS MIMO 信道矩阵 $H_{\text{LOS}, 2 \times 2}$ 。

文献 [14] 提出采用极化天线能提高复用增益。对 2×2 天线系统, 采用双极化天线可以实现 4×4 天线系统, 其信道矩阵可表示为克罗内克积 (Kronecker product) 形式:

$$H_{\text{DP-LOS}, 4 \times 4} = H_{\text{LOS}, 2 \times 2} \otimes \begin{pmatrix} \sqrt{1-\alpha} & \sqrt{\alpha} \\ \sqrt{\alpha} & \sqrt{1-\alpha} \end{pmatrix}$$

理想情况下, 极化天线之间是相互正交的。然而, 实际中由于周围环境的变化, 如天气等, 难免会出现能量泄露, 从而导致一定的性能损失。其中 α 为能量泄漏因子, 与之相对应的交叉极化差别 (XPD: cross-polarization discrimination) 定义为 $\text{XPD} \triangleq \frac{1-\alpha}{\alpha}$ 。

1.2 LOS MIMO 系统的多相位噪声模型

令 $\varphi_{k,n}$ 和 $\theta_{k,m}$ 分别表示第 n 根发射天线和第 m 根接收天线在第 k 时刻的相位噪声。依据文献 [11], 相位噪声可由维纳过程描述, 且满足如下关系:

$$\begin{aligned} \varphi_{k,n} &= \varphi_{k-1,n} + u_{k,n} \\ \theta_{k,m} &= \theta_{k-1,m} + v_{k,m} \end{aligned}$$

其中, $u_{k,n}$ 和 $v_{k,m}$ 是均值为零方差为 $\sigma_k^2 = 2\pi\eta T_s$ 的加性高斯白噪声, η 为双边 3 dB 带宽, T_s 为抽样间隔。对于采用分布式天线的 LOS MIMO 系统, 由于

不同的天线采用不同的振荡器, 其对应的相位噪声也是相互独立的。令 $\phi_k = [\phi_{k,1}, \dots, \phi_{k,N_t}]^T$ 和 $\theta_k = [\theta_{k,1}, \dots, \theta_{k,N_r}]^T$ 分别表示第 k 时刻多个发送端相位噪声和多个接收端相位噪声。分别定义 $\Lambda(\phi_k)$ 和 $\Lambda(\theta_k)$ 为

$$\Lambda(\phi_k) \triangleq \text{diag}\{[e^{-\phi_{k,1}}, \dots, e^{-\phi_{k,N_t}}]^T\}$$

$$\Lambda(\theta_k) \triangleq \text{diag}\{[e^{-\theta_{k,1}}, \dots, e^{-\theta_{k,N_r}}]^T\} \quad (2)$$

则, 第 k 时刻的接收信号 y_k 表示为:

$$y_k = \Lambda(\theta_k)H\Lambda(\phi_k)x_k + z_k$$

式中, H 为 MIMO 信道矩阵, x_k 表示第 k 时刻的发送信号, z_k 为加性高斯白噪声。

2 LOS MIMO 系统的多相位跟踪与补偿

2.1 线性均衡结构下的 LOS MIMO 系统的多相位补偿

线性均衡器的代表算法是迫零均衡^[13]。对线性均衡结构下的 LOS MIMO 系统, 无相位误差时系统模型如图 1 所示。

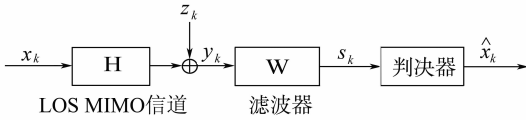


图 1 无相位误差的 LOS MIMO 系统及线性均衡结构
Fig. 1 A LOS MIMO system without phase noises and linear equalization structure

当 LOS MIMO 系统中存在多个发送端和多个接收端相位误差时, 其模型如图 2 所示。

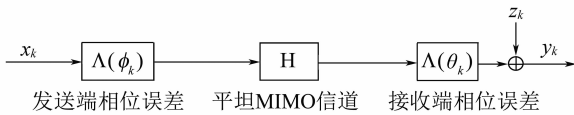


图 2 含相位误差的 LOS MIMO 系统
Fig. 2 A LOS MIMO system with phase noises

定义含发送端相位误差 ϕ_k 的等效发送符号为:

$$\tilde{x}_k \triangleq \Lambda(\phi_k)x_k$$

本文提出的线性均衡结构下对相位误差进行补偿的系统模型如图 3 所示。

对接收信号 y_k , 假设已知接收端相位误差 θ_k 的估计值 $\hat{\theta}_k$, 经过接收端相位补偿后的信号及经过滤波器 W 后的信号分别为:

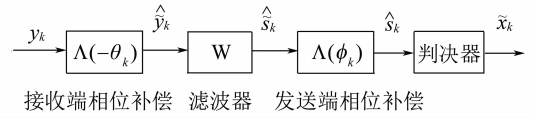


图 3 线性均衡结构下的 LOS MIMO 系统的多相位补偿
Fig. 3 multiple phases compensation for a LOS MIMO system based on linear equalization

$$\hat{y}_k = \Lambda(-\hat{\theta}_k)y_k, \hat{s}_k = W\hat{y}_k \quad (3)$$

滤波器 W 的真实输出 \hat{s}_k 可以表示为:

$$\hat{s}_k = \tilde{x}_k + \tilde{e}_k = \Lambda(\phi_k)x_k + \tilde{e}_k$$

其中, \tilde{e}_k 表示存在发送端相位误差 ϕ_k 时滤波器 W 的实际输出与期望输出之间的误差。

假设已知发送端相位误差 ϕ_k 的估计值 $\hat{\phi}_k$, 可以直接对 \hat{s}_k 进行发送端相位补偿, 得到 $\tilde{s}_k \triangleq \Lambda(-\hat{\phi}_k)\hat{s}_k$, 经过判决器后, 可以得到发送符号的估计值 \hat{x}_k 。

2.2 基于 LMS 准则的 LOS MIMO 系统多相位跟踪

首先推导出基于 LMS (least mean square) 准则的发送端相位误差的跟踪算法, 然后推导出基于 LMS 准则的接收端相位误差的联合跟踪算法。

2.2.1 LOS MIMO 系统的发送端多相位跟踪

对发送端相位误差 ϕ_k , 假设已知发送符号 x_k 的估计值 \hat{x}_k 以及接收端相位误差 θ_k 的估计值 $\hat{\theta}_k$ 。由公式 (3) 可知 $\hat{s}_k \triangleq W\Lambda(-\hat{\theta}_k)y_k$ 为滤波器 W 的实际输出, 其第 n 个元素表示为 $\hat{s}_{k,n}$ 。 $\Lambda(\phi_k)\hat{x}_k$ 为滤波器 W 的期望输出, 其第 n 个元素为 $e^{-j\phi_{k,n}}\hat{x}_{k,n}$ 。

由于第 n 根发送天线的发送符号 $x_{k,n}$ 的估计值 $\hat{x}_{k,n}$ 只跟第 n 个发送端相位噪声 $\phi_{k,n}$ 有关, 因此可分别对每一根发送天线的相位噪声进行跟踪。

定义第 n 个发送端相位噪声 $\phi_{k,n}$ 的跟踪系统的均方误差为 $E\{\|\hat{s}_{k,n} - e^{-j\phi_{k,n}}\hat{x}_{k,n}\|^2\}$ 。进一步展开, 可得

$$E\{\|\hat{s}_{k,n} - e^{-j\phi_{k,n}}\hat{x}_{k,n}\|^2\} = E\{\hat{s}_{k,n}^* \hat{s}_{k,n}\} - E\{\hat{s}_{k,n}^* \hat{x}_{k,n}\} e^{-j\phi_{k,n}} - E\{\hat{s}_{k,n} \hat{x}_{k,n}^*\} e^{j\phi_{k,n}} + E\{\hat{x}_{k,n}^* \hat{x}_{k,n}\}$$

依据 LMS 准则^[15], 可用时刻的样本值 $\hat{s}_{k,n}^*, \hat{s}_{k,n}, \hat{x}_{k,n}^*, \hat{x}_{k,n}$ 和 $\hat{x}_{k,n}^* \hat{x}_{k,n}$ 分别代替统计值 $E\{\hat{s}_{k,n}^* \hat{s}_{k,n}\}, E\{\hat{s}_{k,n}^* \hat{x}_{k,n}\}, E\{\hat{s}_{k,n} \hat{x}_{k,n}^*\}$ 和 $E\{\hat{x}_{k,n}^* \hat{x}_{k,n}\}$, 并定义:

$$J(\phi_{k,n}) \triangleq \hat{s}_{k,n}^* \hat{s}_{k,n} - \hat{s}_{k,n}^* \hat{x}_{k,n} e^{-j\phi_{k,n}} -$$

$$\hat{s}_{k,n} \hat{x}_{k,n}^* e^{j\phi_{k,n}} + \hat{x}_{k,n}^* \hat{x}_{k,n} \quad (4)$$

对 $J(\phi_{k,n})$, 求关于 $\phi_{k,n}$ 的一阶偏导, 经处理可得:

$$\frac{\partial J(\phi_{k,n})}{\partial \phi_{k,n}} = 2 \text{Im} \{ \hat{s}_{k,n} \hat{x}_{k,n}^* e^{j\phi_{k,n}} \} \quad (5)$$

式中, $\text{Im} \{ \cdot \}$ 表示取虚数操作。由 LMS 准则^[15], 可得到第 n 个发送端相位误差的迭代表达式为:

$$\phi_{k+1,n} = \phi_{k,n} - \frac{1}{2} \mu_l \left(\frac{\partial J(\phi_{k,n})}{\partial \phi_{k,n}} \right)_{\phi_{k,n} = \phi_{k,n}}^* \quad (6)$$

其中 μ_l 为迭代步长。将 $\frac{\partial J(\phi_{k,n})}{\partial \phi_{k,n}}$ 代入上式, 可得到第 n 个发送端相位误差 ϕ_k 的跟踪算法为:

$$\hat{\phi}_{k+1,n} = \hat{\phi}_{k,n} - \mu_l \text{Im} \{ \hat{s}_{k,n} \hat{x}_{k,n}^* e^{j\phi_{k,n}} \} \quad (7)$$

2.2.2 LOS MIMO 系统的接收端多相位跟踪 对接收端相位误差 θ_k , 假设已知发送符号 x_k 的估计值 \hat{x}_k 以及发送端相位误差 ϕ_k 的估计值 $\hat{\phi}_{k+1}$ 。滤波器 W 的实际输出为 $W\Lambda(-\theta_k)y_k$, 滤波器 W 的期望输出为 $\Lambda(\hat{\phi}_{k+1})\hat{x}_k$ 。

定义接收端相位误差 θ_k 的跟踪系统的均方误差为:

$$\text{E} \{ \| W\Lambda(-\theta_k)y_k - \Lambda(\hat{\phi}_{k+1})x_k \|^2 \} = \text{E} \{ \| d_k^r - U_k^r f(\theta_k) \|^2 \} \quad (8)$$

其中, $U_k^r \triangleq W \text{diag} \{ y_k \}$, $d_k^r \triangleq \Lambda(\hat{\phi}_{k+1})\hat{x}_k$, $f(\theta_k) \triangleq [e^{j\theta_{k,1}}, \dots, e^{j\theta_{k,N_r}}]^T$, 以及 $\Lambda(-\theta_k)y_k = \text{diag} \{ y_k \} f(\theta_k)$ 。进一步展开, 可得:

$$\begin{aligned} \text{E} \{ \| d_k^r - U_k^r f(\theta_k) \|^2 \} &= \\ \text{E} \{ (d_k^r)^T d_k^r \} - \text{E} \{ (d_k^r)^T U_k^r \} f(\theta_k) - \\ f(\theta_k) \text{E} \{ (U_k^r)^T d_k^r \} + f(\theta_k) \text{E} \{ (U_k^r)^T U_k^r \} f(\theta_k) \end{aligned} \quad (9)$$

依据 LMS 准则^[15], 可用 k 时刻的样本值 $(d_k^r)^T d_k^r$ 、 $(d_k^r)^T U_k^r$ 、 $(U_k^r)^T d_k^r$ 和 $(U_k^r)^T U_k^r$ 分别代替统计值 $\text{E} \{ (d_k^r)^T d_k^r \}$ 、 $\text{E} \{ (d_k^r)^T U_k^r \}$ 、 $\text{E} \{ (U_k^r)^T d_k^r \}$ 和 $\text{E} \{ (U_k^r)^T U_k^r \}$, 并定义:

$$\begin{aligned} J(\theta_k) @ (d_k^r)^T d_k^r - (d_k^r)^T U_k^r f(\theta_k) - \\ f(\theta_k)^T (U_k^r)^T d_k^r + f(\theta_k)^T (U_k^r)^T U_k^r f(\theta_k) \end{aligned} \quad (10)$$

$J(\theta_k)$ 对 θ_k 的一阶偏导可表示为

$$\begin{aligned} \frac{\partial J(\theta_k)}{\partial \theta_k} &= - \frac{\partial [(d_k^r)^T U_k^r f(\theta_k)]}{\partial \theta_k} - \\ \frac{\partial [f(\theta_k)^T (U_k^r)^T d_k^r]}{\partial \theta_k} + \frac{\partial [f(\theta_k)^T (U_k^r)^T U_k^r f(\theta_k)]}{\partial \theta_k} \end{aligned} \quad (11)$$

由文献 [17] 可知, 对满足函数关系 $z =$

$y(x)$ 的实数向量 x, y, z , 其偏导运算的链式法则为

$\frac{\partial z}{\partial x} = \frac{\partial y}{\partial x} \frac{\partial z}{\partial y}$ 。利用该链式法则, 经过推导可得:

$$\begin{aligned} \frac{\partial [(d_k^r)^T U_k^r f(\theta_k)]}{\partial \theta_k} &= j \text{diag}(f(\theta_k)) (U_k^r)^T (d_k^r)^* \\ \frac{\partial [f(\theta_k)^T (U_k^r)^T d_k^r]}{\partial \theta_k} &= (j \text{diag}(f(\theta_k)) (U_k^r)^T (d_k^r)^*)^* \\ \frac{\partial [f(\theta_k)^T (U_k^r)^T U_k^r f(\theta_k)]}{\partial \theta_k} &= -2 \text{diag}(\text{Im} \{ f(\theta_k) \}) \\ &\quad (U_k^r)^H U_k^r \text{Re} \{ f(\theta_k) \} + 2 \text{diag}(\text{Re} \{ f(\theta_k) \}) \\ &\quad (U_k^r)^H U_k^r \text{Im} \{ f(\theta_k) \} \end{aligned}$$

代入公式 (11), 进一步可得

$$\begin{aligned} \frac{\partial J(\theta_k)}{\partial \theta_k} &= 2 \text{Im} \{ \text{diag}(f(\theta_k)) (U_k^r)^T (d_k^r)^* \} - \\ &\quad 2 \text{diag}(\text{Im} \{ f(\theta_k) \}) (U_k^r)^H U_k^r \{ f(\theta_k) \} + \\ &\quad 2 \text{diag}(\text{Re} \{ f(\theta_k) \}) (U_k^r)^H U_k^r \{ \text{Im} f(\theta_k) \} \end{aligned} \quad (12)$$

由 LMS 准则^[15], 可得到接收端多个相位的迭代表达式为

$$\hat{\theta}_{k+1} = \hat{\theta}_k - \frac{1}{2} \mu_r \text{Re} \left\{ \left(\frac{\partial J(\theta_k)}{\partial \theta_k} \right)^* \right\}_{\theta_k = \hat{\theta}_k} \quad (13)$$

其中, μ_r 为跟踪算法的步长。由于一阶偏导 $\frac{\partial J(\theta_k)}{\partial \theta_k}$ 并不一定为实数, 因此对 $\frac{\partial J(\theta_k)}{\partial \theta_k}$ 进行取实数操作, 以保证相位估计值 θ_k 为实数。进一步化简, 可得接收端相位误差 θ_k 的跟踪算法为:

$$\begin{aligned} \hat{\theta}_{k+1} &= \hat{\theta}_k - \mu_r \text{Im} \{ \text{diag}(f(\hat{\theta}_k)) (U_k^r)^T (d_k^r)^* \} + \\ &\quad \mu_r \text{Re} \{ \text{diag}(\text{Im} \{ f(\theta_k) \}) (U_k^r)^H U_k^r \text{Re} \{ f(\theta_k) \} \} - \\ &\quad \mu_r \text{Re} \{ \text{diag}(\text{Re} \{ f(\theta_k) \}) (U_k^r)^H U_k^r \text{Im} \{ f(\theta_k) \} \} \end{aligned} \quad (14)$$

2.3 LOS MIMO 系统多相位跟踪与补偿算法

将多相位跟踪和补偿过程相结合, 得到 LOS MIMO 系统的多相位跟踪与补偿算法, 记为 LMS 算法。具体描述如表 1。

2.4 算法复杂度分析

本节对提出的 LMS 多相位跟踪与补偿算法的复杂度进行分析, 并与文献 [13] 提出的基于锁相环 (PLL: phase-locked loop) 的多相位跟踪与补偿算法进行复杂度对比。

对 LMS 算法, 在每一个抽样时刻, 步骤 5-10 需要进行乘法和加法运算。对 PLL 算法, 由于只进行接收端的多相位跟踪与补偿, 因此只有均衡、发送端相位补偿、判决以及发送端相位跟踪 4 个步骤, 分别对应于 LMS 算法的步骤 6、7、8 和 9。LMS 算法和 PLL 算法所需乘法和加法运算次数的具体描述如表 2。由表 2 可以看出, 这两种算法的

表 1 LMS 算法：LOS MIMO 系统多相位跟踪与补偿算法

Table 1 LMS algorithm: multiple phases tracking and compensation algorithm for LOS MIMO systems

步骤	算法描述
1	设置计数器 $k = 1$
2	设置补偿 $\mu_t = 0.1, \mu_r = 0.1$
3	设置初始相位 $\hat{\phi}_k = 0, \hat{\theta}_k = 0$
4	repeat
5	对接收信号 y_k 进行接收端相位补偿, 求得 $\hat{y}_k = \Lambda(-\hat{\theta}_k)y_k$ (公式 (3))
6	使用滤波器 W 对 \hat{y}_k 进行滤波, 求得 $\hat{s}_k = W\hat{y}_k$
7	对 \hat{s}_k 进行发送端相位补偿, 得到 $\hat{x}_k = \Lambda(-\hat{\phi}_k)\hat{s}_k$
8	对 \hat{s}_k 进行判决, 得到发送符号的估计值 \hat{x}_k 。
9	利用步骤 6 的滤波器输出 \hat{s}_k , 进行发送端相位跟踪, 求得 $\hat{\phi}_{k+1}$ (公式 (7))
10	构造 $U_k \triangleq W\text{diag}\{y_k\}, d_k \triangleq \Lambda(\hat{\phi}_{k+1})\hat{x}_k$, 进行接收端相位跟踪, 求得 $\hat{\theta}_{k+1}$ (公式 (14))
11	$k := k + 1$
12	until $k = K, K$ 为符号帧长度

表 2 LMS 和 PLL 算法的运算复杂度比较

Table 2 Computational complexity comparison with LMS and PLL

步骤	乘法次数		加法次数	
	LMS 算法	PLL 算法	LMS 算法	PLL 算法
5	Nr		0	
6	$Nr * Nt$	$Nr * Nt$	$Nr * Nt$	$Nr * Nt$
7	Nt	Nt	0	
9	$Nt * 4$	$Nt * 2$	Nt	Nt
10	$Nr * Nt * 6 + Nr * 6 + Nt$		$Nr * Nt * 5 + Nr * 3$	
总结	$Nr * Nt * 7 + Nt * 6 + Nr * 7$	$Nr * Nt + Nt * 3$	$Nr * Nt * 6 + Nt + Nr * 3$	$Nr * Nt + Nt$

运算复杂度相差不大。而本文提出的 LMS 算法对发送端和接收端的相位都能进行跟踪与补偿, 从而 LMS 算法更具优越性。

3 仿真结果与分析

考虑一个载频为 $f_c = 17 \text{ GHz}$ 、带宽为 $1/T_s = 50 \text{ MHz}$ 的 MIMO 微波系统^[16]。系统采用 4×4 双极化天线系统, 交叉极化差别 $\text{XPD} = 30 \text{ dB}$, 天线间距为 $d = 3 \text{ cm}$, 传输距离 $D = 5 \text{ km}$ 。设每根天线的相位噪声的双边带 3 dB 带宽为 $\eta = 80 \text{ Hz}$, 且在 $[0, 2\pi]$ 间服从均匀分布。发射天线的总发射功率为 1 W , 接收端 SNR 定义为平均每根接收天线的信号能量与噪声方差之比。符号帧的长度设为 1 024, Monte - Carlo 仿真次数为 500。将本文提出的 LMS 算法与文献 [13] 提出的 PLL 算法做比较。作为相位跟踪性能的基准, 没有相位噪声情况下迫零均衡的仿真结果用 “no PHN” 表示。

图 4 为两种算法情形下的多相位跟踪性能。发送端和接收端天线均采用不同的振荡器时 (图 4 用 “Tx - ind, Rx - ind” 表示; 接收端天线采用相同的振荡器而发送端天线采用不同的振荡器用 “Tx - ind, Rx - com” 表示。从图 4 的结果可以看出, 当发送端或接收端配置不同的振荡器时, 本文提出的 LMS 算法的误符号率 (SER: Symbol Error Rate) 比 PLL 算法低, 说明 LMS 算法具有更好的相位跟踪性能。而发送端和接收端配置不同的振荡器更符合实际应用要求。特别在发送端和接收端均配置不同的振荡器时, PLL 算法出现很明显的错误平层。由此可见, LMS 算法更具有实用性。

图 5 给出了 LMS 算法和 PLL 算法在不同的相位噪声带宽情况下误符号率性能。可以看出, 相位噪声的带宽越大, 误符号率越大。但随着信噪比的增加, 采用 LMS 算法进行跟踪与补偿后系统的误符号率迅速降低, 明显低于 PLL 算法。

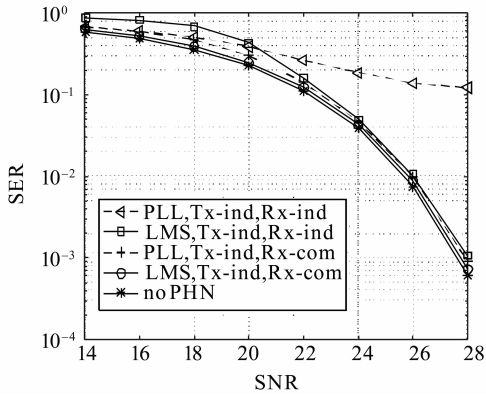


图 4 不同振荡器配置下的误符号率

Fig. 4 SER under different oscillator configurations

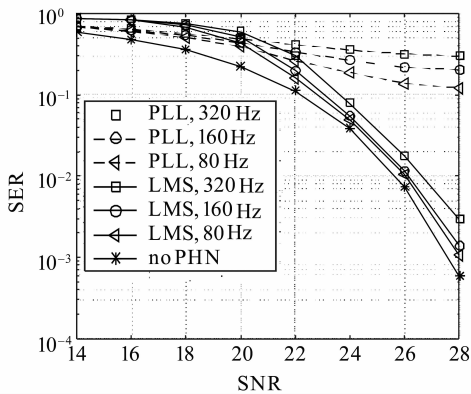


图 5 不同相位噪声带宽下的误符号率

Fig. 5 SER under different bandwidth of phase noise

图 6 给出了 LMS 算法和 PLL 算法在不同的 QAM 调制阶数下误符号率性能。可以看出, 调制阶数越低 (4 QAM), 系统的误符号率越小。在相同的调制方式下, 采用 LMS 算法进行跟踪与补偿后系统的误符号率远小于 PLL 算法。

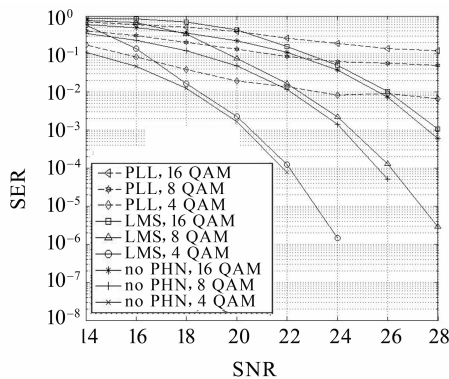


图 6 不同 QAM 调制阶数下的误符号率

Fig. 6 SER under different QAM modulation orders

图 7 给出了 LMS 算法在采用不同的迭代步长时系统的误符号率性能。结果表明: 在中信噪比区间 (20 ~ 24 dB) 时, 迭代步长越小, 误符号率越低, LMS 算法对相位噪声的跟踪性能越好。而随着信噪比的不断增加, 不同迭代步长的跟踪性能趋于一致, 说明在高信噪比情况下 LMS 算法对迭代步长的变化具有一定的鲁棒性。

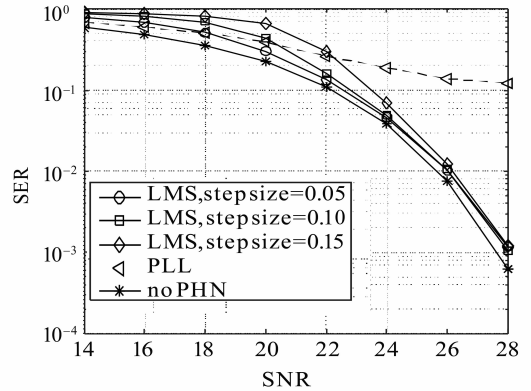


图 7 不同迭代步长下的误符号率

Fig. 7 SER under different step sizes

4 结 语

针对 LOS MIMO 系统中分布式天线多个发送端和多个接收端相位噪声对系统性能的影响问题, 本文首先基于 LMS 准则从理论上推导出发送端和接收端相位噪声的跟踪算法, 并基于线性均衡提出多相位补偿的系统模型; 然后, 运用该算法进行仿真计算, 分析了在不同发送端和接收端振荡器的配置、相位噪声带宽、调制阶数、迭代步长时的系统误符号率性能。同时, 与锁相环的多相位跟踪算法 (PLL) 进行比较, 结果表明: 在 LOS MIMO 系统中采用本文提出的 LMS 算法, 其误符号率明显低于 PLL 算法。特别是在发送端和接收端均配置不同的振荡器时以及高信噪比条件下, LMS 算法表现出了优良的相位跟踪与补偿能力, 能有效降低系统的误符号率。因此, 该算法适用于平坦信道下的 LOS MIMO 系统, 且其解决了 LOS MIMO 系统中分布式天线多个发送端相位噪声和多个接收端相位噪声的跟踪与补偿问题, 具有实际应用价值。下一步, 我们将研究频率选择性信道下的 LOS MIMO 系统的多相位跟踪与补偿算法。

参考文献:

- [1] AGIWAL M, ROY A, SAXENA N. Next generation 5G wireless networks: a comprehensive survey [J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2016, 18(3):1617 – 1655.
- [2] GE X H, CHENG H, GUIZANI M, et al. 5G wireless backhaul networks: challenges and research advances [J]. *IEEE Network*, 2014, 28(6): 6 – 11.
- [3] DURISI G, TARABLE A, CAMARDA C, et al. Capacity bounds for MIMO microwave backhaul links affected by phase noise [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2014, 62(3):920 – 929.
- [4] ABBAS H, HAMDI K. Full duplex relay in millimeter wave backhaul links [C] // *IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, Doha, Qatar, 2016 : 1 – 6.
- [5] PAULRAJ A J, GORE D, NABAR R U, et al. An overview of MIMO communications—a key to gigabit wireless [J]. *Proceedings of the IEEE*, 2004, 92(2):198 – 218.
- [6] YANG Y Y, CHU Q X, MAO C X. Multiband MIMO antenna for GSM, DCS, and LTE indoor applications [J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2016, 15: 1573 – 1576.
- [7] BOHAGEN F, ORTEN P, OIEN G. Design of optimal high-rank line-of-sight MIMO channels [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2007, 6(4):1420 – 1425.
- [8] 周冬跃, 胡斌杰. 一种空间复用 MIMO-OFDM 联合量化反馈预编码 [J]. *中山大学学报(自然科学版)*, 2013, 52(5): 39 – 44.
ZHOU D Y, HU B J. A integrated quantified feedback precoding for spatial multiplexing MIMO-OFDM [J]. *Acta Scientiarum Naturalium Universitatis Sunyatseni*, 2013, 52(5):39 – 44.
- [9] BAO L, OLSSON B E. Methods and measurements of channel phase difference in 2×2 microwave LOS-MIMO systems [C] // *IEEE International Conference on Communications*, London, UK, 2015:1358 – 1363.
- [10] DURISI G, TARABLE A, KOCH T. On the multiplexing gain of MIMO microwave backhaul links affected by phase noise [C] // *IEEE International Conference on Communications*, Budapest, Hungary, 2013:3209 – 3214.
- [11] MATHECKEN P, RIIHONEN T, WERNER S, et al. Performance analysis of OFDM with wiener phase noise and frequency selective fading channel [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2011, 59(5):1321 – 1331.
- [12] MINN H, AL-DHAHIR N, LI Y. Optimal training signals for MIMO OFDM channel estimation in the presence of frequency offset and phase noise [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2006, 54(10):1754 – 1759.
- [13] HAELSIG T, LANKL B. Performance evaluation of LOS MIMO systems under the influence of phase noise [C] // *International ITG Workshop on Smart Antennas*, Ilmenau, Germany, 2015: 1 – 5.
- [14] BØHAGEN F. Modeling, characterization and design of line-of-sight wireless MIMO channels [D]. The Oslo State University, 2007.
- [15] SAYED A H. Adaptive filters [M]. A John Wiley & Sons Inc, Publication, 2011.
- [16] INGASON T, LIU H, COLDREY M, et al. Impact of frequency selective channels on a line-of-sight MIMO microwave radio link [C] // *Proceedings of Vehicular Technology Conference*, Ottawa, Canada, 2010:1 – 5.
- [17] MOON, TODD K S, WYNN C. Mathematical methods and algorithms for signal processing [M]. Prentice Hall Inc, 2000.