

文章编号: 2095-4980(2018)05-0813-08

MIMO-OFDM 系统中相噪公共相位误差的分析与抑制

彭 聪^{1,2}, 许 鹏³, 陈 翔², 赵 明³

(1.深圳信息职业技术学院 电子与通信学院, 广东 深圳 518172; 2.深圳清华大学研究院 深圳市 EDA 重点实验室, 广东 深圳 518057; 3.清华大学 信息技术研究院, 北京 100084)

摘 要: 随着无线通信频段的不断提高, 非理想载波所引入的相位噪声对多输入多输出正交频分复用(MIMO-OFDM)系统性能的影响也越来越突出, 不仅影响OFDM系统载波的正交性, 同时导致多天线预编码性能急剧下降。相位噪声对MIMO-OFDM系统的影响可分为公共相位误差(CPE)和载波间干扰(ICI)两部分。本文对CPE影响MIMO-OFDM系统的性能进行深入分析, 提出一系列基于频域正交导频设计的CPE估计算法, 以实现CPE的有效抑制; 最后, 在多个场景下进行链路仿真, 充分验证了提出算法的有效性和可靠性。

关键词: 多输入多输出正交频分复用; 相位噪声; 公共相位误差; 载波间干扰

中图分类号: TN911.4

文献标志码: A

doi: 10.11805/TKYDA201805.0813

Analysis and mitigation of common phase error of phase noises in MIMO-OFDM systems

PENG Cong^{1,2}, XU Peng³, CHEN Xiang², ZHAO Ming³

(1.School of Electronic Communication Technology, Shenzhen Institute of Information and Technology, Shenzhen Guangdong 518172, China; 2.EDA Key Lab, Tsinghua-Shenzhen Research Institute, Shenzhen Guangdong 518057, China; 3.Research Institute of Information Technology, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract: With the actually used frequency band going higher and higher in wireless communications, the influence of phase noise induced by imperfect carrier on Multi-Input Multi-Output Orthogonal Frequency Division Multiplexing(MIMO-OFDM) systems are becoming increasingly acute. This results in not only the destruction of the orthogonality of OFDM system carriers, but also the multiple-antenna precoding performance degradation. The influence of phase noise on MIMO-OFDM systems are composed of Common Phase Error(CPE) and Inter-Carrier Interference(ICI). In this paper, it is first analyzed that how CPE influences the performance of a MIMO-OFDM system, after which a series of novel CPE estimation algorithms are proposed based on frequency domain orthogonal pilot design; finally the validity and reliability of the algorithms are verified by system link simulation under various wireless transmission scenarios.

Keywords: Multi-Input Multi-Output Orthogonal Frequency Division Multiplexing; phase noise; Common Phase Error; Inter-Carrier Interference

在无线传输中, 多天线(MIMO)技术通过对信号在空域和时域上进行处理, 在不增加频谱带宽的情况下, 能成倍提高数据传输速率。而正交频分复用(OFDM)技术通过把宽带信道拆成多个相互正交的窄带子信道, 从而将宽带传输转换为窄带传输, 能有效对抗因多径传输引起的频率选择性衰落。作为第四代移动通信(4G)最有效的标志性传输技术, MIMO-OFDM 技术可以充分结合正交频分复用以及多天线技术的优势, 充分提升无线通信系统的频谱效率和可靠性。

第五代移动通信(5G)是面向未来信息社会需求的无线移动通信系统。5G 相比 4G 而言, 传输要求更高, 需求更多。现如今, 5G 的技术标准尚未成形, 除了新技术出现这个途径外, 一个更平滑经济的途径是在保存 4G

收稿日期: 2017-07-20; 修回日期: 2017-08-14

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61501527); 广州市协同创新科技专项“空间宽带信息网络地面卫星应用通信系统的研制及应用”、深圳市基础研究基金资助项目(JCYJ20150630153033410; JCYJ20160429170032960)

自身关键技术优势的前提下,联合其他技术来弥补这些技术在 5G 应用的不足之处。比如,在 5G 中可将 MIMO 升级成 Massive MIMO^[1],天线配置从 16×16 猛增至 256×256 ,以期带来无线网络的速度和覆盖的飞跃;又比如,基于 4G 的 OFDM 技术进行有针对性的增强和升级,使得 OFDM 能在有更高参数标准的 5G 网络中继续发挥重要作用^[2]。

OFDM 技术对子载波的信道之间的正交性要求很高,然而,在实际系统中,载波时钟存在一定的频谱展宽和频率偏移,并不是理想的。所谓相位噪声,是指实际系统的非理想载波时钟输出与理想载波时钟输出之间的相位差值。相位噪声(以下简称相噪)对 OFDM 系统的影响^[3]:第一,高频分量会引入存在于 OFDM 符号内的子载波间干扰(ICI);第二,低频分量会引入存在于不同 OFDM 符号之间的公共相位误差(CPE)。随着无线传输频段的提高,载波时钟的相噪性能逐渐变差,相噪对系统的影响就越来越需要重视。

已有关于 MIMO-OFDM 系统中相位噪声的研究,大都假设发送端或接收端的天线共用相同的载波时钟^[4-6]。但在实际系统中,这一假设难以实现。如,某些射频设备不允许共用外部时钟;又如,在视距 MIMO 传输^[7]和分布式 MIMO 传输^[8]中,发送或接收端天线之间的间距可能很大,有数米乃至数公里,这使得将同一载波时钟的信号同步输送到各天线极为困难。以上 2 种情况,都会导致不同天线上的载波相位噪声是相互独立的,原有同一载波时钟假设下的研究成果并不适用。

在各天线相位噪声相互独立的假设下,本文提出新的基于频域正交导频设计的 CPE 估计算法,以实现 CPE 的有效抑制,在多个场景下的链路仿真结果充分验证了提出算法的有效性和可靠性。

1 MIMO-OFDM 传输模型

依照文献[9]的方法建立 MIMO-OFDM 系统模型。设系统的发送和接收天线数目分别为 N_t, N_r , OFDM 符号内共有 N 个子载波,在发送端进行预编码,每个子载波上有 N_d 个子流, $N_d \leq N_t, N_r$ 。

设 OFDM 符号的时域和频域分别表示为 $x_T(t)$ 和 $x_F(k)$,相噪的时域和频域分别表示为 $e^{j\phi(t)}$ 和 $\phi(k)$,加入相位噪声后的时域和频域表示分别为 $\tilde{x}_T(t)$, $\tilde{x}_F(k)$ 。可知在相位噪声的影响下, $\tilde{x}_T(t) = x_T(t)e^{j\phi(t)}$, $\tilde{x}_F(k) = \phi(k) \otimes x_F(k) = \sum_l \phi(k-l)x_F(l)$ (本文公式中,除非特别说明,求和范围均为 0 到 $N-1$)。

考虑某一个 OFDM 符号的第 k 个子载波,其第 d 个子流上的数据为 $s_d(k)$, $\mathbf{s}_k = [s_1(k), s_2(k), \dots, s_{N_d}(k)]^T$, 预编码矩阵为 $\mathbf{P}_k = \{\mathbf{P}_{n,d}(k)\}_{N_t \times N_d}$ 。

第 n 根发送天线上的相噪过程为 $e^{j\phi_n(t)}$, 令 $\theta_n(k) = \frac{1}{N} \sum_{t=0}^{N-1} e^{-j\frac{2\pi kt}{N}} e^{j\phi_n(t)}$, 则不同天线的 $\theta_n(k)$ 排成对角矩阵为 $\boldsymbol{\Theta}_k = \text{diag}(\theta_1(k), \theta_2(k), \dots, \theta_{N_t}(k))$ 。信道矩阵为 $\mathbf{H}_k = \{\mathbf{H}_{m,n}(k)\}_{N_r \times N_t}$ 。

第 m 根接收天线上的相噪过程为 $e^{j\phi_m(t)}$, 令 $\phi_m(k) = \frac{1}{N} \sum_{t=0}^{N-1} e^{-j\frac{2\pi kt}{N}} e^{j\phi_m(t)}$, 则不同天线的 $\phi_m(k)$ 排成对角矩阵为 $\boldsymbol{\Phi}_k = \text{diag}(\phi_1(k), \phi_2(k), \dots, \phi_{N_r}(k))$ 。

第 m 根接收天线的热噪声为 $n_m(k)$, $\mathbf{n}_k = [n_1(k), n_2(k), \dots, n_{N_r}(k)]^T$ 。

则接收端和发送端天线有独立相噪的 MIMO-OFDM 传输模型为:

$$\mathbf{r}_k = \boldsymbol{\Phi}_k \otimes (\mathbf{H}_k (\boldsymbol{\Theta}_k \otimes \mathbf{P}_k \mathbf{s}_k)) + \mathbf{n}_k = \sum_n \boldsymbol{\Phi}_{k-n} \mathbf{H}_n \boldsymbol{\Theta}_{n-k} \mathbf{s}_k + \sum_n \sum_{m \neq k} \boldsymbol{\Phi}_{k-n} \mathbf{H}_n \boldsymbol{\Theta}_{n-m} \mathbf{s}_m + \mathbf{n}_k \quad (1)$$

式中相加和的 3 项分别对应因相噪的存在所引入的 CPE、ICI 和热噪声。

2 公共相位误差

考虑到相位噪声后,第 k 个子载波上的等效信道为:

$$\hat{H}_k = \sum_n \boldsymbol{\Phi}_{k-n} \mathbf{H}_n \boldsymbol{\Theta}_{n-k} \approx \boldsymbol{\Phi}_0 \mathbf{H}_k \boldsymbol{\Theta}_0 \quad (2)$$

因为对所有子载波的影响相同, $\|\Theta_0\| = \text{diag}(\|\theta_1(0), \theta_2(0), \dots, \theta_{N_t}(0)\|)$, $\|\Phi_0\| = \text{diag}(\|\phi_1(0), \phi_2(0), \dots, \phi_{N_r}(0)\|)$, $\|\Theta_0\|$ 和 $\|\Phi_0\|$ 称为公共幅度误差; $\angle\Theta_0 = \text{diag}(\bar{\vartheta}_1, \bar{\vartheta}_2, \dots, \bar{\vartheta}_{N_t})$, $\angle\Phi_0 = \text{diag}(\bar{\varphi}_1, \bar{\varphi}_2, \dots, \bar{\varphi}_{N_r})$, $\angle\Theta_0$ 和 $\angle\Phi_0$ 称为 CPE。

注意到, 公共幅度误差 $\|\Theta_0\|$ 和 $\|\Phi_0\|$ 对于不同的 OFDM 符号虽有变化, 但这种变化并不像相位的变化那样具有累积性, 而只与 OFDM 符号内的相位噪声在平均水平上的扰动有关, 因此, 通过一次 N 个点平均, 公共幅度误差的随机性可得到大幅度降低。故此, 本文的研究将仅仅考虑 CPE 的影响, 不再考虑公共幅度误差的影响。

2.1 信道与 CPE 估计的导频设计

在无线通信系统中, 可以在接收端利用导频进行信道估计, 从而获得信道信息, 继而在接收端利用信道信息来进行相干检测。MIMO-OFDM 系统的频域正交和时域正交的导频设计分别如图 1 和图 2 所示。

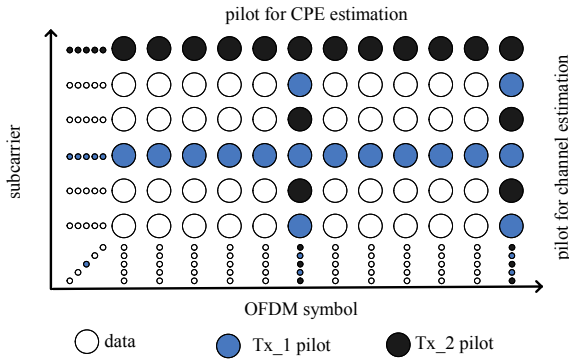


Fig.1 MIMO-OFDM frequency domain orthogonal pilot design
图 1 MIMO-OFDM 系统的频域正交导频设计

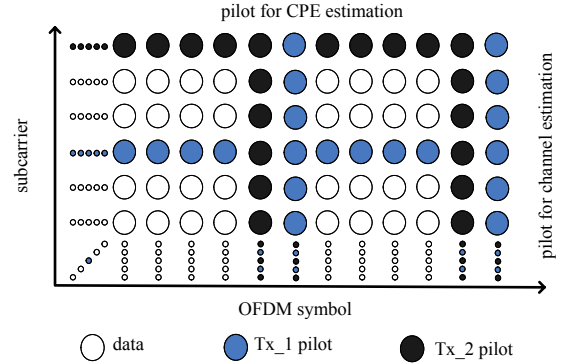


Fig.2 MIMO-OFDM time domain orthogonal pilot design
图 2 MIMO-OFDM 系统的时域正交导频设计

导频设计阶段, 设定所有导频的功率相等。设发送导频矩阵为 $\mathbf{S}_k = [s_1(k), s_2(k), \dots, s_{N_t}(k)]$, 接收导频矩阵为 $\mathbf{R}_k = [r_1(k), r_2(k), \dots, r_{N_r}(k)]$, 噪声矩阵为 $\mathbf{N}_k$, 则导频上的 MIMO 传输方程为 $\mathbf{R}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{S}_k + \mathbf{N}_k$, 信道估计 $\mathbf{H}_k = \mathbf{R}_k^{-1} \mathbf{S}_k$ 。因正交导频的设计使 $\mathbf{R}_k$ 为对角阵, 则矩阵求逆运算可以化简为单个的复数除法。

采用正交 CPE 导频, 首先可以利用导频来获得部分频点和时刻的信道信息, 然后利用插值法得到完整的信道估计^[10]。本文假设数据 OFDM 符号的信道与最近一个导频 OFDM 符号的信道完全相同, 即信道是块衰落的, 并假设导频 OFDM 符号的信道估计理想。

2.2 CPE 估计算法

2.2.1 非联合估计算法

设各天线的有效 CPE 为 ϑ_n 和 φ_m , 在 N_p 个子载波 $k_1, k_1, \dots, k_{N_p}$ 上放置了导频 $s_{k_1}, s_{k_2}, \dots, s_{k_{N_p}}$, $N_p \geq N_t$, 各发送天线只在各自子载波上发送 CPE 导频, 可知

$$r_m(k_i) = e^{j\varphi_m + j\vartheta_n} H_{m,n}(k_i) s_n(k_i) + z_m(k_i) \quad (3)$$

式中 $z_m(k_i)$ 是接收端第 m 根天线的第 k_i 个子载波上的 ICI 和热噪声, 可近似为复高斯随机变量, 均值为零, 方差为 σ_z^2 。

设 $\varsigma_{m,n} = \varphi_m + \vartheta_n$, 定义

$$\eta_{m,n} = \angle \frac{r_m(k_i)}{H_{m,n}(k_i) s_n(k_i)} = \varsigma_{m,n} + \Delta\eta_{m,n}, H_{m,n}(k_i) \neq 0 \quad (4)$$

在相位噪声较低而信噪比较高的情况下, 即 $\sigma_z^2 \ll 1$ 时, 有

$$\Delta\eta_{m,n} \approx \text{Re} \left(\frac{z_m(k_i)}{H_{m,n}(k_i) s_n(k_i)} \right) \quad (5)$$

这里 $\Delta\eta_{m,n}$ 可被近似为实高斯随机变量。

CPE 非联合估计算法中, 每一个 $\varsigma_{m,n}$ 被单独估计, 即所有天线对被看成 $N_r N_t$ 个单发单收信道, 从而进行 CPE 估计。在得到 CPE 的估计 $\hat{\varsigma}_{m,n}$ 后, 信道估计得到修正, 即 $\hat{H}_{m,n}(k) = H_{m,n}(k)e^{j\hat{\varsigma}_{m,n}}$ 。其中 $H_{m,n}(k) = 0$ 的项并不需要被修正, 所以, 在式(6)成立的基础上, 可以利用 CPE 估计恢复出完整的信道估计。

$$\forall k_i, H_{m,n}(k_i) = 0 \Rightarrow \forall k, H_{m,n}(k) = 0 \quad (6)$$

当 MIMO 信道是频率选择性衰落信道时, 一些子载波上的信道可能很弱, 这时可以插入多个 CPE 导频, 并在接收端对同一天线对之间的多个 CPE 导频进行联合处理, 这样虽然会牺牲频谱效率, 却能换取频率分集, 从而保证 CPE 估计的效果。若每个发送天线有一个 CPE 导频, 则一个 OFDM 符号内有 $N_r N_t$ 个 $\eta_{m,n}$, 可以联合所有方程求解出 $\hat{\phi}_m$ 和 $\hat{\theta}_n$, 继而得到 $\hat{\varsigma}_{m,n} = \hat{\phi}_m + \hat{\theta}_n$ 。

假设信道是平衰落信道, 每根发送天线只有一根 CPE 导频, 忽略信道 H_k 和预编码 P_k 的子载波下标, 将它们简记为 H, P 。假设所有 CPE 的导频相同, $s_n(k_i) = \sqrt{P_{CPE}}$, 将 CPE 导频上的 $r_{m,n}, H_{m,n}, \varsigma_{m,n}, \eta_{m,n}, \Delta\eta_{m,n}, z_{m,n}$ 按列优先顺序, 排成一行得到 $r, h, \varsigma, \eta, \Delta\eta, z$, 如: $h = \text{vec}(H) = [H_{1,1}, H_{2,1}, \dots, H_{N_r,1}, H_{1,2}, H_{2,2}, \dots, H_{N_r, N_t}]^T$, 则有

$$r = h \odot e^{j\varsigma} + z = H_{CPE} e^{j\varsigma} + z \quad (7)$$

式中 $H_{CPE} = \text{diag}(h)$ 。在这里, 对于 $\varsigma_{m,n}$, 式(7)有一个未知变量, 最简单的 CPE 非联合估计算法即最小平均方差 (Minimum Mean Square Error, MMSE) 算法。

$$\hat{\varsigma} = \angle \left(\left(H_{CPE} H_{CPE}^H + C_{zz} \right)^{-1} H_{CPE}^H r \right) \quad (8)$$

式中 $C_{zz} = E(z z^H) = R_{ICI} + \sigma_n^2 I$ 。在检测前, ICI 部分即 $\sum_n \sum_{m \neq k} \Phi_{k-n} H_n \Theta_{n-m} P_m s_m$, 利用前述信号与相位噪声的统计特性, ICI 均值为零, 自相关矩阵 R_{ICI} 为:

$$R_{ICI_k} = \sigma_s^2 E \left(\sum_{m \neq k} H_k \Theta_{k-m} P_m P_m^H \Theta_{k-m}^H H_k^H \right) + \sigma_s^2 E \left(\sum_{m \neq k} \Phi_{k-m} H_m P_m P_m^H H_m^H \Phi_{k-m}^H \right) + O(\delta_r \delta_t) \quad (9)$$

若 $C_{zz} \ll 1$, 则 MMSE 算法进一步退化成迫零 (Zero Forcing, ZF) 算法, 即 $\hat{\varsigma} = \angle(H_{CPE}^{-1} r) = \eta$ 。

对于 $\hat{\phi}_m$ 和 $\hat{\theta}_n$, 式(7)的每个方程虽含 2 个变量, 当噪声很小时, 用取相角的方法, 可以将式(7)的非线性方程近似为线性方程:

$$\eta = \varsigma + \Delta\eta \quad (10)$$

在 CPE 导频设计中, 因 CPE 导频在频域上是均匀散布的, 故而其子载波间干扰主要由附近数据引起, 而不同天线、不同子载波的热噪声、收发相噪以及数据都是相互独立的, 即每根 CPE 导频上的加性噪声 $z_m(k_i)$ 是服从均值为零、方差为 σ_z^2 的复高斯分布随机变量, 由 3 个独立的分量 (热噪声、发端 ICI 和收端 ICI) 构成, 即

$$C_{\Delta\eta\Delta\eta} = C_{\Delta\eta\Delta\eta}^{AWGN} + C_{\Delta\eta\Delta\eta}^{ICI-RX} + C_{\Delta\eta\Delta\eta}^{ICI-TX} \quad (11)$$

由于不同的收天线、不同子载波上的热噪声和收端 ICI 相互独立, 则它们所造成的对 $\varsigma_{m,n}$ 的估计误差也是相互独立的。对于不同的发送天线而言, 发端 ICI 造成的 $\varsigma_{m,n}$ 的估计误差之间是相关的, 即

$$\begin{cases} C_{\Delta\eta\Delta\eta}^{AWGN} \approx \frac{\sigma_n^2}{2P_{CPE}} \text{diag} \left(\text{vec} \left(\text{Ones}_{N_r, N_t} / (H \odot H^*) \right) \right) \\ C_{\Delta\eta\Delta\eta}^{ICI-RX} \approx \frac{\delta_r}{2P_{CPE}} \text{diag} \left(\text{vec} \left(\text{diag}(\tilde{H} \tilde{H}^H) / (H \odot H^*) \right) \right) \\ C_{\Delta\eta\Delta\eta}^{ICI-TX} \approx \frac{\delta_t}{2P_{CPE}} \text{Re} \left(\left(I_{M_t} \otimes (H \text{diag}(P P^H) H^H) \right) / (h h^H) \right) \end{cases} \quad (12)$$

2.2.2 联合估计的最小二乘算法

将发送端和接收端的 CPE 排成一列, 可得 $\xi = [\vartheta_1, \dots, \vartheta_{N_t}, \varphi_1, \dots, \varphi_{N_r}]^T$, 则

$$\begin{cases} \zeta = G\xi, \eta = G\zeta + \Delta\eta \\ G = \begin{bmatrix} I_{N_t} \otimes \text{Ones}_{N_r,1} & \\ & \text{Ones}_{N_t,1} \otimes I_{N_r} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (13)$$

式中 G 是常数矩阵, 表示 $\zeta_{m,n} = \varphi_m + \vartheta_n$ 。

欲令式(13)成立, 要求 $\forall m, n, \varphi_m + \vartheta_n \in (-\pi, \pi]$ 。可以使用最小二乘(Least Squares, LS)算法对式(13)求解:

$$\hat{\xi} = G^{-1}\eta, \hat{\zeta} = G\hat{\xi} = GG^{-1}\eta \quad (14)$$

若已知加性噪声和 CPE 的空间相关性统计特性, 也可以使用 MMSE 求解式(13)。若已知每根天线上相噪功率谱, 可以得到 CPE 的时间相关性统计特性, 进而对多个 OFDM 符号内的 CPE 做联合估计^[11]。但文献[11]只适用于各元素恒模的加性高斯白噪声(Additive White Gaussian Noise, AWGN)信道。利用式(7)~式(11), 可以将 MMSE 算法扩展到一般的情况。为简化估计算法, 假设对每个 OFDM 符号做 CPE 估计时, 只需要用到当前 OFDM 符号内的 CPE 导频。由 $C_{\zeta\zeta} = GC_{\xi\xi}G^T = \sigma_{CPE}^2 GG^T$, 可得到 MMSE 估计为^[11]:

$$\hat{\zeta} = (C_{\zeta\zeta} + C_{\Delta\eta\Delta\eta})^{-1} C_{\zeta\eta} \eta \quad (15)$$

需明确, MMSE 算法只是在统计意义上有效抑制了噪声。如果噪声项 $\Delta\zeta_{m,n}$ 很小, MMSE 与 ZF 等价。然而,

$$\hat{\zeta} = W_{CPE} \eta = W_{CPE} (G\zeta + \Delta\eta) = W_{CPE} G\zeta + W_{CPE} \Delta\eta \quad (16)$$

由于 $(C_{\zeta\zeta} + \Psi)^{-1} C_{\zeta\eta} G \neq G$, MMSE 检测得到的是有偏估计。但 $GG^{-1}G = G$, 所以 ZF 算法得到的是无偏估计。

2.2.3 联合估计的加权最小二乘算法

考虑到式(13)中加性噪声项是自相关的, 可以使用加权最小二乘法(Weighted Least Squares, WLS)求解, 将获得更好的性能^[12]。

$$\begin{cases} \hat{\xi} = (G^H C_{\Delta\eta\Delta\eta}^{-1} G)^{-1} G^H C_{\Delta\eta\Delta\eta}^{-1} \eta \\ \hat{\zeta} = G\hat{\xi} = G(G^H C_{\Delta\eta\Delta\eta}^{-1} G)^{-1} G^H C_{\Delta\eta\Delta\eta}^{-1} \eta \end{cases} \quad (17)$$

式中 $C_{\Delta\eta\Delta\eta}^{-1}$ 为加权矩阵, 可用于将加性噪声预白化。如果 $\Delta\eta$ 服从高斯分布, WLS 算法即最大似然(Maximum Likelihood, ML)估计算法。

由于 $W_{CPE} = G(G^H C_{\Delta\eta\Delta\eta}^{-1} G)^{-1} G^H C_{\Delta\eta\Delta\eta}^{-1}$ 满足 $W_{CPE} G = G$, 式(17)得到的也是无偏估计。相较于 LS 算法, WLS 算法能够更有效地抑制噪声。在理想的 LOS-MIMO 信道下, WLS 算法和 LS 算法是等价的。

2.2.4 联合估计的迭代算法

一般地, 设已知 $\hat{\vartheta}_n$, 则式(7)可被分为一组关于 φ_m ($m=1, 2, \dots, N_r$) 的方程, 可以将不同的 φ_m 各自独立解出。

$$\mathbf{r}^m = \mathbf{H}_{CPE}^m \mathbf{e}^{j\varphi_m} + \mathbf{z}^m \quad (18)$$

其中天线 m 的接收信号即是向量 $\mathbf{r}^m$ 的各个元素, 信道和 $\mathbf{e}^{j\hat{\vartheta}_n}$ 的乘积即是向量 $\mathbf{H}_{CPE}^m$ 的各个元素; 加性噪声用向量 $\mathbf{z}^m$ 表示, $\mathbf{z}^m$ 为复高斯白噪声, $E(\mathbf{z}^m \mathbf{z}^m) = \sigma_z^2 \mathbf{I}$ 。已知 $\mathbf{r}^m$ 和 $\mathbf{H}_{CPE}^m$, 则可以得到 φ_m 的最大似然估计:

$$\hat{\varphi}_m = \min_{\varphi_m} \|\mathbf{r}^m - \mathbf{H}_{CPE}^m \mathbf{e}^{j\varphi_m}\|^2 = \angle(\mathbf{H}_{CPE}^m \mathbf{r}^m) \quad (19)$$

注意导频 OFDM 符号中相应的 $\mathbf{r}_{\text{pilot}}^m \approx \mathbf{H}_{CPE}^m$, 可以得到

$$\hat{\varphi}_m = \angle(\mathbf{r}_{\text{pilot}}^m \mathbf{r}^m) \quad (20)$$

不同于本研究的方法, 文献[13]的估计方法为:

$$\hat{\varphi}_m = \angle(\text{sum}(\mathbf{r}^m / \mathbf{r}_{\text{pilot}}^m)) \quad (21)$$

本文提出的算法考虑了对不同的 CPE 导频做能量加权, 相对文献[13]有改进。因复数除法改为了复数乘法, 硬件实现复杂度得到充分降低。

在得到 φ_m 的估计以后, 可以用类似的方法更新 $\hat{\vartheta}_n$ 的估计, 直至收敛到最优解。

因 φ_m 或 $\hat{\vartheta}_n$ 中有效的参数只有 $N_r + N_t - 1$ 个, 换言之, $N_r + N_t$ 个参数中任何一个可设为零。以第 1 根发送天线为参考, $\vartheta_1 = 0$, 可以利用其 CPE 导频估计出所有的 φ_m 。类似地, 可以利用某根接收天线收到的所有发天线的 CPE 导频得到所有 $\hat{\vartheta}_n$ 的估计。选取发送天线时, 需确保相比其他发天线, 所有收天线接收其 CPE 导频能量的最小值最大; 选取接收天线时, 需确保相比其他收天线, 其接收的所有发天线 CPE 导频能量的最小值最大。这样, 就能在所有收发天线中选取最好的一根, 从而获得迭代算法的初始估计。表 1 中, 左边应选取列 2 即第 2 根发天线, 中间应选取行 3 即第 3 根收天线。

表 1 4×4 MIMO 中 CPE 导频接收能量($\delta=1$)

Table1 CPE pilot received energy for 4×4 MIMO($\delta=1$)

row/column minimum	2	4	2	1	row/column minimum	2	2	2	1	row/column minimum	δ	δ	δ	δ
2	2	4	2	4	2	2	4	2	4	δ	2	4	δ	δ
2	6	4	6	2	2	6	2	6	2	δ	6	2	δ	δ
3	8	4	3	3	3	3	4	3	3	δ	δ	δ	3	3
1	6	4	5	1	1	6	3	5	1	δ	δ	δ	5	1

当 CPE 估计误差为 0 时, $\eta_{m,n} = \varsigma_{m,n} = \varphi_m + \vartheta_n$, 可选取任意天线作参考, 以第一根发送天线为参考, 有 $\hat{\phi} = [\varphi_1, \varphi_1, \dots, \varphi_{N_r}]^T + \vartheta_1$, $\hat{\theta} = [\vartheta_1, \vartheta_2, \dots, \vartheta_{N_t}] - \vartheta_1$ 。若 $\eta_{m,n}$ 为独立的高斯变量, 该算法可以收敛到当 $\mathbf{C}_{\Delta\eta\Delta\eta}$ 为对角阵时的 WLS 算法的解, 即最大似然解。但 $\mathbf{C}_{\Delta\eta\Delta\eta}$ 一般不是对角阵, 不能收敛到最大似然解, 故此迭代算法的性能略逊于 WLS。如果在发送端不采用预编码, 而在接收端采用 ZF 检测算法, 则可以在得到 $\hat{\varphi}_m$ 和 $\hat{\vartheta}_n$ 后直接修正检测子

$$\hat{\mathbf{W}}_k = e^{-j\hat{\phi}} \hat{\mathbf{W}}_k e^{-j\hat{\theta}} \quad (22)$$

3 计算机数值仿真

在系统链路仿真中, $N=64$, $N_d=N_t=N_r$, 64QAM, 维纳相噪模型, 相邻采样点间的相位增量的方差为 δ_{sim} (单位 rad^2), 即 $\delta_t = \delta_r = (64/6)\delta_{\text{sim}}$ 。检测数据与检测误差的平均功率之比, 记为 PostSNR。对于瑞利衰落信道, 不在发送端做预编码, 100 个信道均为随机产生的, 针对每个信道做 100 个 OFDM 符号的链路仿真。

图 3~图 5 给出了在不同的信道模型下, 相应 PostSNR 的实际链路仿真值和理论近似值的对比。可以看到, 理想 CPE 估计和后 3 种 CPE 估计算法的理论近似效果很好; 而对于 CPE 的非联合估计算法以及联合估计的 LS 算法, 当 PostSNR 超过 10 dB 时, 才有较好的理论近似效果。

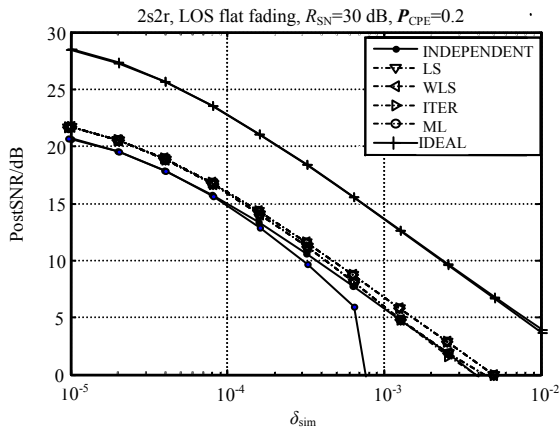


Fig.3 CPE mitigation algorithms performance comparison for ideal LOS channel model

图 3 理想 LOS 信道模型下 CPE 消除算法性能比较

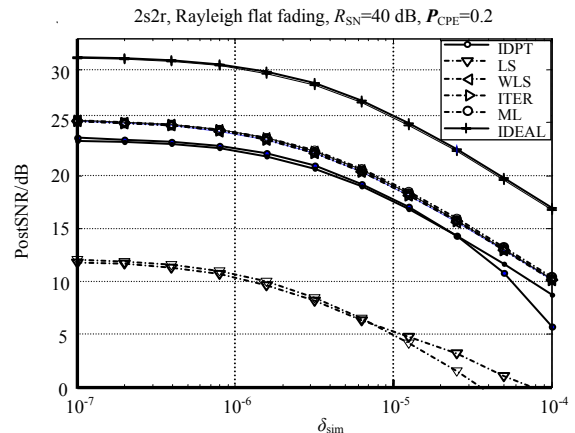


Fig.4 CPE mitigation algorithms performance comparison for Rayleigh flat fading channel model 1

图 4 瑞利平衰落信道模型 1 下 CPE 消除算法性能比较

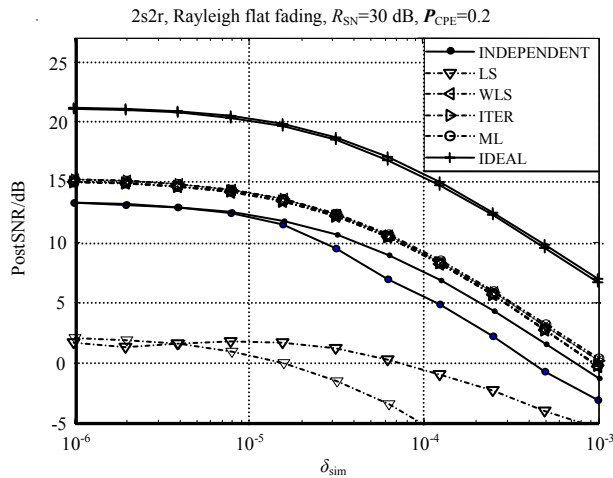


Fig.5 CPE mitigation algorithms performance comparison for Rayleigh flat fading channel model 2
图5 瑞利平衰落信道模型2下CPE消除算法性能比较

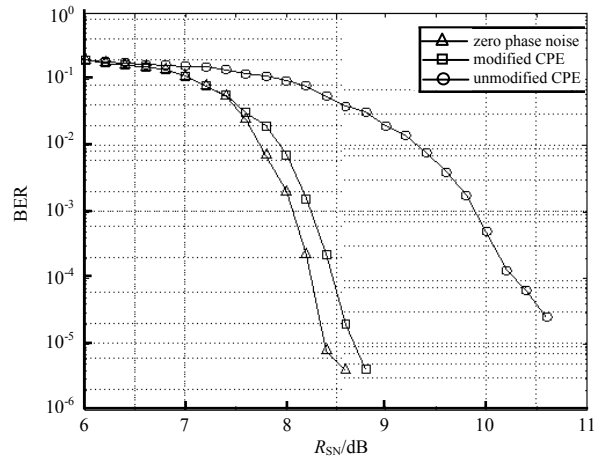


Fig.6 CPE mitigation algorithms performance for massive MIMO-OFDM systems in Rayleigh fading channel model
图6 Massive MIMO-OFDM 系统多径衰落信道模型下发端CPE消除算法性能比较

在理想 LOS-MIMO 信道模型下,所有联合估计算法和非联合估计算法相比,性能得到明显的提高。针对 PostSNR 中的 K_{CPE} ,其提高倍数与 CPE 导频、相位噪声以及 SNR 均没有关系,只和天线数目有关。在天线数为 2,4,8,16 及 32 的情况下,联合估计算法相对于非联合估计算法的增益分别达到 4/3,16/7,64/15,256/31 和 1 024/63,刚好等于 $N_t^2/(2N_t-1)$ 。

在瑞利平衰落信道模型下,非联合估计算法和联合估计的 LS 算法的性能并不稳定。相反,WLS 算法、迭代算法和 ML 算法对公共相位误差有较好的抑制效果,并具有较好的稳定性;特别地,当导频能量比较低,CPE 估计误差占主导因素的时候,算法能给 PostSNR 带来明显的提升。从链路仿真结果看到,3 个算法的性能相当;因为不需要对矩阵求逆,迭代算法的硬件实现复杂度最小。

为进一步验证所提算法在 5G 大规模 Massive MIMO-OFDM 系统中的应用效果,采用 64 根天线的 Massive MIMO-OFDM 系统、4 用户(每用户 16 根天线配置,用户间完全独立相位噪声)来构建仿真模型,采用文中所提的 WLS 算法,在接收端和发送端分别进行 CPE 抑制,采用 64 QAM 调制以及发端 MMSE 预编码。仿真结果如图 6 所示,可以看到,本文提出的 WLS 算法能有效抑制 CPE,其相对无相噪的理想预编码曲线,只有 0.5 dB 的性能损失。

4 结论

众所周知,MIMO-OFDM 系统对频偏和相位噪声非常敏感,需要子载波之间保持严格的正交。特别地,因为相位噪声的短时特性不易追踪,在 MIMO-OFDM 系统中要尤其关注相位噪声对系统性能的影响。相位噪声对 MIMO-OFDM 系统的影响可以分为 CPE 和 ICI 两部分。当 OFDM 的子载波之间有较大的间隔,相位噪声功率谱偏离载波远端的特性较好时,子载波间干扰可以近似为高斯噪声,更为突出的是公共相位噪声带来的影响:发送端 CPE 会导致预编码对信道的解耦失效,而接收端 CPE 则会导致解调性能的恶化。为此,本文深入分析了相位噪声导致的 CPE 对 MIMO-OFDM 系统性能的影响,提出了新的基于频域正交导频设计的 CPE 估计算法,链路仿真结果表明,新算法对因相位噪声引起的 CPE 有较好的抑制效果,是有效和可靠的。

参考文献:

- [1] BOCCARDI F, HEATH RW, LOZANO A, et al. Five disruptive technology directions for 5G[J]. IEEE Communications Magazine, 2014, 52(2): 74-80.
- [2] BERARDINELLI G, PAJUKOSKI K, LAHETKANGAS E, et al. On the potential of OFDM enhancements as 5G waveforms[C]// 2014 IEEE 79th Vehicular Technology Conference. Seoul, South Korea: IEEE, 2014: 1-5.
- [3] PETROVIC D, RAVE W, FETTWEIS G. Effects of phase noise on OFDM systems with and without PLL: characterization and compensation[J]. IEEE Transactions on Communications, 2007, 55(8): 1607-1616.

- [4] SCHENK T C W, MATTHEIJSEN P. Analysis of the influence of phase noise in MIMO OFDM based WLAN systems[C]// 2003 Proc. Symp. IEEE Benelux Chapter on Communications and Vehicular Technology. Eindhoven, Holland: [s.n.], 2003: 1–8.
- [5] BITTNER S, RAVE W, FETTWEIS G. Phase noise suppression in OFDM with spatial multiplexing[C]// 2007 IEEE Vehicular Technology Conference. Dublin, Ireland: IEEE, 2007: 1826–1830.
- [6] SCHENK T C W, TAO X J, SMULDERS P F M, et al. On the influence of phase noise induced ICI in MIMO OFDM systems[J]. IEEE Communications Letters, 2005, 9(8): 682–684.
- [7] BOHAGEN F, ORTEN P, OIEN G E. Design of optimal high-rank line-of-sight MIMO channels[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2007, 6(4): 1420–1425.
- [8] ZHOU S, ZHAO M, XU X, et al. Distributed wireless communication system: a new architecture for future public wireless access[J]. IEEE Communications Magazine, 2003, 41(3): 108–113.
- [9] XU P, XIAO Y, ZHOU S, et al. ICI analysis of MIMO-OFDM systems with independent phase noise at both transmit and receive antennas[C]// 2009 International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing. Beijing, China: IEEE, 2009: 941–944.
- [10] VISWANATH P, ANANTHARAM V. Optimal sequences and sum capacity of synchronous CDMA systems[J]. IEEE Trans. Information Theory, 2002, 45(6): 1984–1991.
- [11] HADASCHIK N, DORPINGHAUS M, SENST A, et al. Improving MIMO phase noise estimation by exploiting spatial correlations[C]// 2005 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing. Philadelphia, PA, USA: IEEE, 2005: 833–836.
- [12] 张贤达. 矩阵分析与应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2004. (ZHANG Xianda. Matrix analysis and application[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2004.)
- [13] 周世东, 张秀军, 许鹏, 等. 一种多天线正交频分复用系统接收端相位噪声的校正方法: CN101478524B[P]. 2009–07–08. (ZHOU Shidong, ZHANG Xiujun, XU Peng, et al. A correction method of receiver phase noise in multi-antenna OFDM system: CN101478524B[P]. 2009–07–08.)

作者简介:



彭 聪(1980–), 女, 河南省信阳市人, 讲师, 主要从事无线通信系统、协作通信系统及信号和信息处理相关的研究. email: congpeng.thu@foxmail.com.

许 鹏(1984–), 男, 石家庄市人, 高级工程师, 主要从事无线通信、物联网相关的研究.

陈 翔(1980–), 男, 湖北省郴州市人, 副教授, 主要从事无线通信、卫星通信、软件无线电、物联网等的研究.

赵 明(1970–), 男, 兰州市人, 研究员, 主要从事无线与移动通信、卫星移动通信系统等的研究.