

基于环正交腔体噪声消除的 OFDM 网络信号误差限制算法^①

阳敏辉¹, 谢胜治²

1. 湖南财经工业职业技术学院 电子信息系, 湖南 衡阳 421001;

2. 湖南科技大学 计算机科学与工程学院, 湖南 湘潭 411201

摘要: 为解决当前 OFDM 网络信号误差限制算法难以消除窄带莱斯噪声干扰, 且单纯采用一次发射机制存在精度较低等问题, 提出了一种基于环正交腔体噪声消除机制的 OFDM 网络信号误差限制算法. 首先, 对 OFDM 信号进行离散化, 并依据信号投影矢量及窄带莱斯噪声投影矢量在全频谱上的投影, 按极坐标旋转方式构建了环正交腔体噪声消除结构, 实现了信号投影矢量与窄带莱斯噪声投影矢量的正交分离, 提高了信号投影矢量的投影效率, 减少信号投影矢量与噪声投影矢量的重叠现象, 降低了信号发射过程中出现的信号衰落水平; 随后, 依据信源信号投影矢量与信道状态投影矢量的夹角误差, 采取极大似然估计, 构建矢量角度误差控制机制, 并通过拉普拉斯窗函数估计方法, 进一步改善了信道传输过程中的角度衰落, 降低了传输误码率. 仿真实验表明: 与当前常用的矢量线性积分误差消除机制(Vector Integral Error Elimination Mechanism, VIEE 机制)及预发射累计误差控制机制(Prelaunch Accumulative Error Control Mechanism, PAEC 机制)相比, 本文算法具有更低的传输误码率与更强的抗衰落性能.

关键词: OFDM 网络信号; 信号离散化; 投影矢量; 环正交腔体噪声消除; 矢量角度误差控制; 极大似然估计

中图分类号: TP393.04

文献标志码: A

文章编号: 1000-5471(2017)10-0026-08

随着以 LTE-5G 技术为代表的第五代通信技术的广泛应用, 各种新兴的 5G 体验场景如 VR、AR 通信等也呈现爆发式增长态势, 在丰富了消费者的用户体验的同时, 也带来了若干新的技术挑战^[1]. 由于 LTE-5G 技术物理层以正交频分复用技术(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)为核心构建, 因此如何通过 OFDM 技术消除窄带噪声影响, 控制 LTE-5G 网络数据传输过程中的误差, 改善网络信号漂移等误差性能, 成为当前 LTE-5G 技术研究中的一个热门领域^[2].

为了提高 OFDM 技术的误差控制, 消除传输过程中存在的窄带噪声干扰, 人们提出了一些具有实践价值的 OFDM 网络信号误差限制算法, 在一定程度上缓解了 LTE-5G 领域中迫切需要解决的网络信号误差限制问题. 如 OUYANG A^[3]等提出了一种基于分支频率裁剪机制的 OFDM 网络信号误差限制算法, 通过对 OFDM 数据中的信源噪声频率与信道噪声频率进行分支裁剪, 能够高效地识别出信号传输过程中的窄带莱斯噪声, 且信号漂移曲线平缓, 具有较好的实践价值; 然而该算法在分支周期内需要同时进行信源噪声及信道噪声的识别和消除, 导致算法的收敛性能难以达到理想状态, 降低了算法的适用性. JIANG T^[4]等提出了一种基于信道激发态-非激发态转移消除机制的 OFDM 网络信号误差限制算法, 通过马尔科夫方式精确识别信道激发状态, 将窄带噪声频谱纳入激发态信道噪声消除的方式, 获得了不高于 10^{-10} 的超高精度误差控制水平; 然而该算法未对信道噪声存在的非独立特性进行差别考虑, 当窄带莱斯噪声对传输信

① 收稿日期: 2017-01-16

基金项目: 湖南省自然科学基金项目(14JJ10209).

作者简介: 阳敏辉(1982-), 男, 湖南衡阳人, 硕士, 讲师, 主要从事计算机网络技术、网络信息安全方面的研究.

道进行全频谱覆盖时, 因为对信道激发状态的识别准确度下降, 所以算法的误差水平呈现急剧上升的态势. YANG Z^[5]等提出了一种基于高维共线度窄带噪声识别机制的 OFDM 网络信号误差限制算法, 采取正交环控制的方式实现了信道稀疏状态下的传输精度提升, 且误差精度控制水平不低于文献[4]; 然而该算法需要通过选取基准频率的方式进行误差比对, 当子信道数量较多时将因为基准频率难以选取等因素, 出现噪声投影点数量迅速增多的问题, 降低了算法的精度水平.

本文提出了一种基于环正交腔体噪声消除机制的 OFDM 网络信号误差限制算法: 首先通过对 OFDM 信号进行离散化的方式, 实现信源信号的正交匹配; 随后, 基于信源信号的投影矢量与信道状态投影矢量的正交特性, 构建环正交腔体噪声消除机制, 降低数据发射过程中因窄带莱斯噪声而造成的信号衰落现象; 并根据信源信号投影矢量与信道状态投影矢量的夹角误差现象, 采取极大似然估计方式构建矢量角度误差控制机制, 减少信道衰落过程中的角度衰落现象. 最后通过仿真实验证明本文算法的有效性与实践价值.

1 OFDM 信号离散化

由于 OFDM 信号在进行信道传输前需采取正交编码调制方式进行信号初始化, 而传统机制中往往使用的角度调制方式(Angle Modulation, AM)虽然能够实现信道抗衰落特性, 然而由于角度调制方式控制角度投影矢量方向困难, 一旦 OFDM 信号的子信道数量超过一定限度, 由于角度投影矢量的互相重叠将发生严重的数据泄露现象^[6]; 因此本文使用频率调制方式(Frequency Modulation, FM), 鉴于当前 LTE-5G 调制中均采用超过 128 进制的超带宽数据调制技术, 因此本文算法采用 M 进制调频键控(MFSK 调制)方式, 设系统频谱带宽最低能支持 M 路信号调制, 且单路信号调制所对应的子信道可实现 m 路并发信号发射, 则由傅里叶变换可知, 系统单频谱的频域冲激响应 $H^{(M)}(\omega)$ 可通过如下表达式获取

$$H^{(M)}(\omega) = \beta_l^{(M)} \prod_{\omega} \epsilon(\omega - \omega_l) d\omega \quad (1)$$

上式中, $\epsilon(\omega)$ 表示单频谱频域响应; $\beta_l^{(M)}$ 表示第 M 路频谱在积分路径上的信道衰减强度.

由于 OFDM 信号在传输中将受到窄带莱斯噪声干扰, 且该干扰因素呈现加性特性^[7], 则预发射状态的 OFDM 信号可转化为如下形式

$$Y^{(M)}(\omega) = S(\omega)H^{(M)}(\omega) + L^{(M)}(\omega) \quad (2)$$

其中, $Y^{(M)}(\omega)$ 表示第 M 路频谱在积分路径结束前的频谱冲激响应; $L^{(M)}(\omega)$ 表示第 M 路频谱中混杂的莱斯噪声对应的窄带频谱冲激响应; $S(\omega)$ 表示 MFSK 调频键控对应的频域冲激响应信号, 其时域信号 $s(t)$ 可通过如下方式获取:

$$s(t) = b_j \int e^{-A(t)} (t - iT_s - jT_c) a_i dt \quad (3)$$

式(3)中, a_i 表示第 i 个 MFSK 调频键控对应的调制符号; b_j 表示伪随机码序列; T_c 表示 MFSK 调频键控的矢量投影周期; T_s 表示 MFSK 调频键控的纠错周期.

MFSK 调频键控中的 $\mathbf{A}(t)$ 为一矩阵函数, 即

$$\mathbf{A}(t) = e^{(1-64\pi t^2/\Lambda^2)} + e^{(-16\pi t^3/63\Lambda^2)} \quad (4)$$

其中 \mathbf{A} 由 MFSK 调频键控的 n 路投影矢量按列排列构成.

由模型(1) ~ (4) 可得

$$Y^{(M)}(\omega) = L^{(M)}(\omega) + \oint S(\omega) \beta_l^{(M)} e^{-j\omega a_i} d\omega \quad (5)$$

由模型(1) 可得, OFDM 系统在采取 M 进制调频键控时最低需满足 M 路频谱发射需求, 因此全频域的离散划分参数 $\Delta\omega$ 满足

$$\Delta\omega = 2\pi/M \quad (6)$$

联合模型(5)、(6) 可知经过全频域离散划分后的 MFSK 调频键控频域信号满足

$$Y^{(M)}(\omega_M) = L^{(M)}(\omega_M) + \oint S(\omega) \beta_l^{(M)} e^{-j\omega a_i} d\omega \quad (7)$$

由于 OFDM 信号发射时均需要采取时域方式进行信号发射^[7], 故对模型(7) 进行 M 路频谱矢量化:

$$y_m = L_m + \beta_m E_w S \quad (8)$$

$$L_m = [L^{(M)}(\omega_1), L^{(M)}(\omega_2), \dots, L^{(M)}(\omega_M)]^T \quad (9)$$

式(9) 中, β_m 表示第 M 路频谱发射时的信道衰减因子; L_m 表示第 M 路频谱离散化后在对应频率上所引入的窄带莱斯噪声; y_m 表示第 M 路待发射的频谱; S 可进一步矢量化为

$$S = \mathbf{A}[S(\omega_1), S(\omega_2), \dots, S(\omega_M)]^T \quad (10)$$

其中 \mathbf{A} 为模型(8) 中全部的信号特征投影矢量按列排列得到的状态转移矩阵, E_w 为频率偏移矢量, 满足

$$E_w = [1, e^{-j\Delta \omega \omega_1}, e^{-2j\Delta \omega \omega_1}, \dots, e^{-j\Delta \omega \omega_M}]^T \quad (11)$$

2 本文 OFDM 网络信号误差限制算法

根据模型(1) ~ (11) 相关处理, 完成了 OFDM 信号在发射前的离散化过程; 然而直接发射离散后的信号将导致严重的信道碰撞现象, 且数据传输精度也将出现显著的衰落. 鉴于该问题, 本文提出了基于环正交腔体噪声消除机制的 OFDM 网络信号误差限制算法, 如图 1 所示. 首先鉴于 OFDM 信号直接发射过程中存在的不足, 设计了一种环正交腔体噪声消除结构, 基本消除了窄带噪声对信号发射过程的干扰; 随后根据信号投影矢量与法线夹角的频移, 构建误差限制机制, 进一步提高了本文算法的信号误差限制精度, 减少了本文算法的运算复杂度.

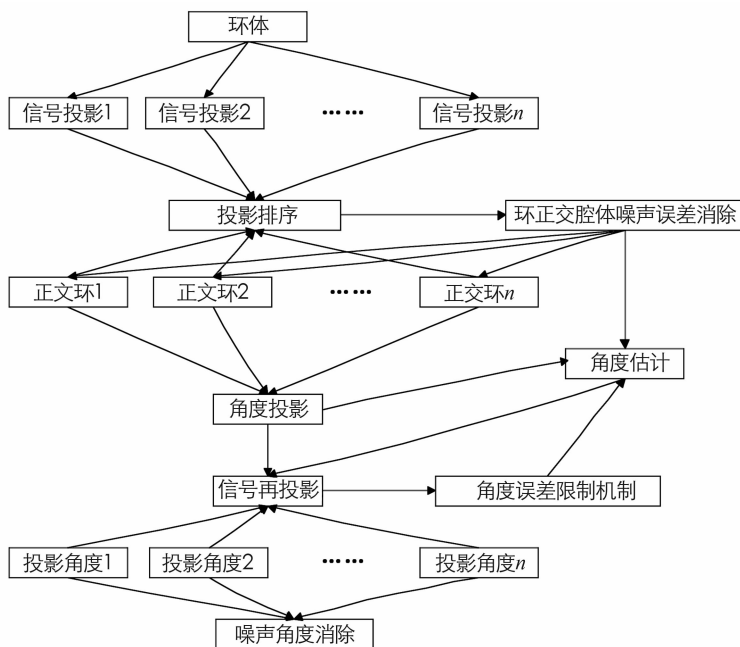


图 1 本文算法流程图

2.1 基于环正交腔体噪声消除结构的信号预发射

传统的 OFDM 信号预发射中采用直接发射机制之所以会导致严重的窄带莱斯噪声干扰, 主要是因为发射过程中不同子信道中的莱斯窄带噪声存在全频谱覆盖现象, 导致信号的矢量投影与莱斯噪声矢量投影出现重叠现象^[8]. 为此, 本文采取环正交腔体噪声消除结构解决该不足: 首先将基准信号的矢量投影到坐标中心, 按照模型(6) 所示的离散参数进行极坐标层级扫描映射, 将信号矢量投影及莱斯噪声矢量投影分别映射到不同的腔体结构上; 映射过程中严格按照子信道频率进行映射, 从而构建了环正交腔体噪声消除结构, 见图 2. 整个环正交腔体噪声消除结构采取由里到外依次排列结构, 随着子信道数量及窄带莱斯噪声数量的不断增加, 其环正交腔体结构的层数也随之增加; 由于环体之间呈现正交状态, 因此在对应层数的子信道上将不存在窄带莱斯噪声的矢量投影. 对于任意第 m 层子信道而言, 信号投影矢量的能量大小由模型(7) 决定, 则

$$Y^{(M)}(\omega_M) = L^{(M)}(\omega_M) + \oint S(\omega)\beta_i^{(M)} e^{-j\omega\omega_i} d\omega \tag{12}$$

由于在信号预发射过程中, 任意一个环正交腔体噪声消除结构中均需要采用环状积分方式获取全部的信号投影矢量的能量大小, 设信号投影矢量对应的环数量为 k , 则最终获取的信号投影矢量的能量 $Y(\omega_M)$ 大小可由下列方式获取:

$$Y(\omega_M) = \prod_M L^{(M)}(\omega_M) + \oint S(\omega)\beta_i^{(M)} e^{-j\omega\omega_i} d\omega \tag{13}$$

其中, \prod_M 表示第 M 层信号投影矢量在该层环上的闭合曲线积分。

由图 2 可知, 信号投影过程中其相位由噪声矢量环与信号矢量环的夹角共同决定, 其中噪声矢量夹角为相位干扰, 设第 m 个信号矢量投影的相位 $\psi(t)$ 满足

$$\psi(t, k) = 2\pi fc + \cos\left(\varphi(t, k) + \frac{2\pi}{T}\cos\theta\right) \tag{14}$$

其中, fc 为该信号矢量投影的中心频率; $\varphi(t, k)$ 为该信号矢量的调制相位, θ 为切线方向与法线方向的夹角估计。

式(14) 可进行单路信号矢量投影的相位精度估计, 然而由图 2 可知, 由于 OFDM 信号预发射过程中的精度主要由窄带莱斯噪声对信号矢量投影的夹角干扰而决定, 因此, 需要对模型(14) 中所示的 θ 进行基于拉普拉斯时间窗似然估计^[10], 见图 3, 设 θ 拉普拉斯似然函数为 $\psi(\theta)$, 对该似然函数进行 k 路统计平均可得

$$\psi(\theta) = \sum_{i=1}^k \cos\left(\varphi(t, i) + \frac{2\pi}{T}\cos\theta_i\right) \tag{15}$$

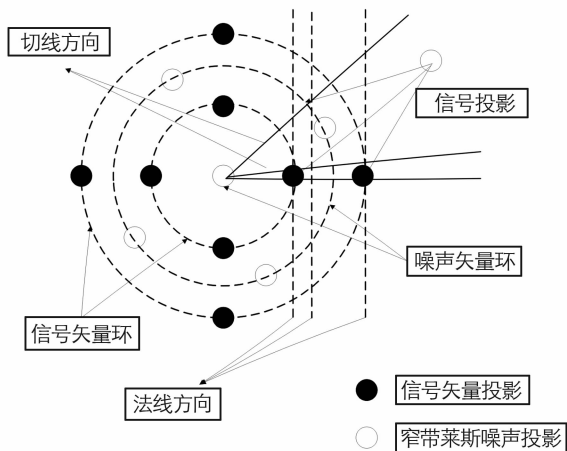


图 2 环正交腔体噪声消除结构示意图

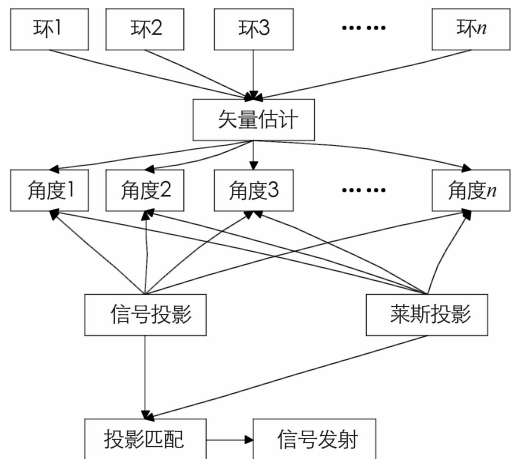


图 3 信号角度估计流程

式(15) 即为窄带莱斯噪声所对应的拉普拉斯时间窗似然估计函数, 按曲线积分进行偏导数求取即可得到其角度偏差 $\bar{\theta}$, 即

$$\bar{\theta} = \frac{1}{k} \prod_{i=k} \cos\left(\frac{2\pi}{T}\cos\theta_i\right) + \frac{1}{n} \sum \varphi(t, i) \tag{16}$$

由模型(16) 可以获取任意一路发射频谱的精确发射角度估计 θ_i , 然后依照曲线上信号投影矢量的分布, 即可进行频谱的精确发射. 显然, 随着 OFDM 系统的子信号及子信道路数的不断增加, 本文算法的误差也将以更大的幅度得以消除, 因而能够达到精度提升的目的。

2.2 基于法线-切线角度误差消除机制的误差限制

由模型(12) ~ (16) 可知, 可以通过对每路发射频谱建立拉普拉斯似然函数的方式进行角度误差消除, 然而当发射频谱数量较多时, 该方法的复杂程度将呈现不断增加的态势. 设图 2 所示的环正交腔体噪声消除结构中信号投影矢量的层数为 K , 则对每层信号投影矢量而言, 由于均采用模型(6) 方式进行离散化, 实际上该层信号投影矢量的精度偏差将均为 $\bar{\theta}$, 因此将每层信号投影矢量的精度偏差 $\bar{\theta}$ 进行序列排序, 可以得

到其二次投影矢量估计为

$$\bar{\theta}(m) = [\bar{\theta}_1, \bar{\theta}_2, \dots, \bar{\theta}_m] \quad (17)$$

由 OFDM 系统可知, 其信道传输过程中均仅受到窄带莱斯噪声影响, 满足加性噪声叠加规律, 且窄带莱斯噪声功率谱密度函数 $L(t)$ 满足

$$L(t) = \frac{\partial}{\partial t} t e^{-\frac{1}{2}\mu} \int \sqrt{(\mu-1)^{2/3} t} dt du \quad (18)$$

当图 2 所示的噪声矢量环均满足正交状态时, 各个噪声矢量环对应的窄带莱斯噪声也将满足加性特性, 即整个系统的窄带莱斯噪声投影满足卡方分布 χ , 即

$$\chi(t) = \sum_{i \neq j} L_i(t) * L_j(t) \quad (19)$$

设卡方分布的密度函数为 $f(t)$, 满足

$$f(t) = \int \frac{t}{\sqrt{2\pi\sigma_r^2}} e^{-\left(\frac{t^2+m_r^2}{\sigma_r^2}\right)} \chi\left(\frac{m_r^2}{\sigma_r^2}\right) dt \quad (20)$$

考虑到 $L(t)$ 的精度随着时间推移将不断的积累, 则最终积累精度 $L_{\max}(t)$ 即为二次投影矢量的估计精度,

$$L_{\max}(t) = P(t < \infty) = \int \partial L(t) dt \int_0^t f(v) dv \quad (21)$$

结合模型(18) ~ (20) 可以解得

$$L_{\max}(t) = \frac{\partial}{\partial t} e^{-\left(\frac{t^2+m_r^2}{\sigma_r^2}\right)} t e^{-\frac{1}{2}\mu} \chi\left(\frac{t}{\sqrt{2\pi\sigma_r^2}}\right) \sqrt{\frac{1}{2t}(\mu-1)^{2/3} t du} \quad (22)$$

由于信号预发射过程中, 任意信号的投影矢量均需要映射到对应的环体上, 且任意层次的环体上的估计精度均相同, 可由模型(22) 获取. 因此采用模型(17) ~ (22) 的过程即可精确地获取信号投影矢量的二次投影矢量估计, 该估计值即为本文算法的误差精度.

2.3 本文算法复杂度分析

由于本文算法信号投影矢量及窄带莱斯噪声投影矢量均采用一次成型方式生成, 投影完成后只需要分别对信号矢量环及噪声矢量环进行角度运算, 算法的运算复杂度为 $\max\{O(S), O(L)\}$, 其中 $O(S)$ 为信号矢量环序列排序复杂度, $O(L)$ 为窄带莱斯噪声序列排序复杂度; 而传统的一些算法, 如矢量线性积分误差消除机制 (Vector Integral Error Elimination, VIEE 机制)^[12] 及预发射累计误差控制机制 (Pre-launch Accumulative Error Control, PAEC 机制)^[13] 均需要对发射星座上的全部信号投影矢量进行线性积分定位, 若发射星座的层数为 n , 则运算复杂度为 $O(t^n)$, 显然要比本文算法的运算复杂度要高.

3 实验结果与分析

为验证本文算法的优势, 采用 NS2 仿真实验环境^[14-15] 进行仿真实验; 使用标准 OFDM 信号作为基准信号, 子载波的个数不超过 2 048 个; 其中预留子载波个数均为随机值; 信号接收星座采取 64QAM 方式; 信号采样频率为 512; 信号符号的总个数为 1 024 个; 对比实验组选择当前 OFDM 误差控制方案中常用的矢量线性积分误差消除机制 (Vector Integral Error Elimination, VIEE 机制)^[12] 及预发射累计误差控制机制 (PAEC 机制)^[13].

图 4 显示了本文算法与 VIEE 机制、PAEC 机制在不同调制进制下的传输误码率仿真实验结果,

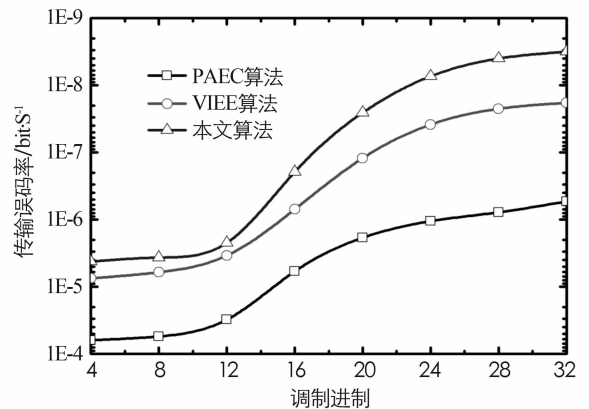


图 4 3 种算法的误码率测试

由图可知, 本文算法的传输误码率在不同调制进制下均比 VIEE 机制及 PAEC 机制有明显的下降。这是由于本文采取环正交腔体噪声消除结构, 能够通过矢量投影映射的方式对窄带莱斯噪声进行定向消除; 且通过拉普拉斯窗口函数估计的方式, 进一步降低了窄带莱斯噪声的投影矢量与信号投影矢量的重叠, 因而传输误码率有了明显的下降; VIEE 机制虽然对窄带莱斯噪声采用低通滤波方式, 然而由于该机制难以对不同子信道中出现的随机噪声进行频率估计, 因而对窄带莱斯噪声的消除幅度有限; PAEC 机制虽然能够在发射星座中进行信号矢量投影, 然而由于其发射星座的层级未能进行正交化处理, 导致信号矢量与窄带莱斯噪声矢量出现重叠的可能性超过本文算法, 致使误码率要高于本文算法。

图 5(a) - (c) 分别显示了 3 种算法在不同衰落信道条件(普通衰落信道、中等衰落信道、高衰落信道)下的信号衰落强度的测试情况; 由图可知, 本文算法在相同的传输误码率水平下, 信号衰落强度要低于 VIEE 机制及 PAEC 机制; 在普通衰落信道条件下, 本文算法的信号衰落强度要低于 VIEE 机制及 PAEC 机制, 3 种算法的信号衰落强度最高分别为 250 $\text{udB/bit} \cdot \text{S}^{-1}$ (本文算法)、348 $\text{udB/bit} \cdot \text{S}^{-1}$ (VIEE 机制); 496 $\text{udB/bit} \cdot \text{S}^{-1}$ (PAEC 机制); 在高衰落信道中, 本文算法衰落强度的优势更加明显, 3 种算法的信号衰落强度最高分别为 511 $\text{udB/bit} \cdot \text{S}^{-1}$ (本文算法)、725 $\text{udB/bit} \cdot \text{S}^{-1}$ (VIEE 机制) 和 943 $\text{udB/bit} \cdot \text{S}^{-1}$ (PAEC 机制); 这是由于本文算法能够通过矢量投影映射方式及拉普拉斯窗口函数估计机制, 在消除了信号矢量投影与窄带莱斯噪声矢量投影的同时, 进一步改善了两者的角度重叠现象, 降低了窄带莱斯噪声对信号的衰减效果; VIEE 机制采用的低通滤波方式, 仅能够对高斯噪声进行频率偏移擦除; PAEC 机制由于其信号矢量与窄带莱斯噪声矢量的重叠概率远远大于本文算法, 因而其信号衰落强度要显著高于本文算法。

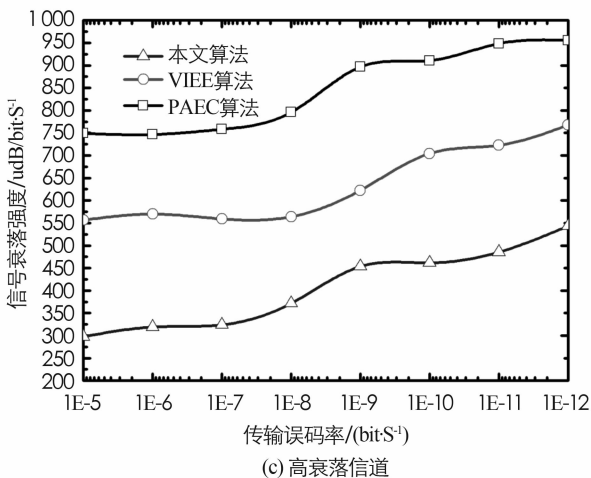
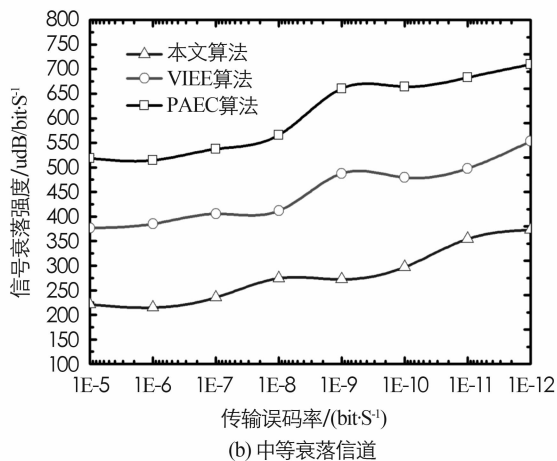
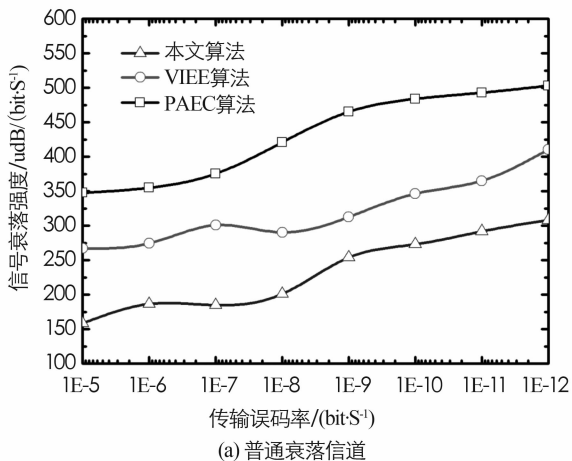


图 5 3 种算法的信号衰减测试

4 结束语

为了改善当前的 OFDM 网络信号误差限制算法精度控制复杂,且难以消除窄带莱斯噪声的不足,本文提出了一种基于环正交腔体噪声消除机制的 OFDM 网络信号误差限制算法。依次通过构建环正交腔体噪声消除结构及法线一切线角度误差消除机制的方式,在消除窄带莱斯噪声投影矢量对信号投影矢量的重合现象的同时,进一步使用拉普拉斯窗口函数估计的办法,大大降低了窄带莱斯噪声投影矢量对信号投影矢量的夹角干扰,具有显著的应用价值。

下一步,将通过引入立体正旋左手定则机制,将本文提出的环正交腔体噪声消除结构映射到立体结构中,降低窄带莱斯噪声投影矢量与信号投影矢量的角度干扰;且提高本文算法对极限通信领域如深空通信、黑障通信的部署能力,进一步增强本文算法在实际领域中的运用范围。

参考文献:

- [1] 黄敏,李兵兵. 基于整体最小二乘的联合信道估计及 OFDM 信号检测算法 [J]. 电子与信息学报, 2014, 36(6): 1448-1453.
- [2] NIKMAN T. New Self-Adaptive Inspired Algorithm for Unit Commitment Problem [J]. IET Science Measurement & Technology, 2014, 8(6): 505-517.
- [3] OUYANG A, TANG Z, ZHOU X, et al. Parallel Hybrid PSO with CUDA for 1D Heat Conduction Equation [J]. Computers & Fluids, 2015, 110: 198-210.
- [4] JIANG T, LI C. Simple Alternative Multisequences for PAPR Reduction Without Side Information in SFBC MIMO-OFDM Systems [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2012, 61(7): 3311-3315.
- [5] YANG Z, XIANG Y, RONG Y, et al. A Convex Geometry-Based Blind Source Separation Method for Separating Non-negative Sources [J]. IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems, 2015, 26(8): 1635-1644.
- [6] WANG D, ZHANG Q, LIU J C. Partial Network Coding: Theory and Application for Continuous Sensor Data Collection [C]// Quality of Service, 2006. IWQoS 2006. 14th IEEE International Workshop on. New Haven, CT: IEEE, 2012: 93-101.
- [7] JENG S S, CHEN J M. Efficient PAPR Reduction in OFDM Systems Based on a Companding Technique With Trapezium Distribution [J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2011, 57(2): 291-298.
- [8] 何雪云,宋荣方,周克琴. 认知无线电 NC-OFDM 系统中基于压缩感知的信道估计新方法 [J]. 通信学报, 2011, 32(11): 85-94.
- [9] JADDI N S, ABDULLAH S, HAMDAN A R. Optimization of Neural Network Model Using Modified Bat-Inspired Algorithm [J]. Applied Soft Computing, 2015, 37: 71-86.
- [10] VARAHRAM P, ALI B M. Peak-to-Average Power Ratio Reduction and Digital Predistortion Effects in Power Amplifiers in OFDM System [J]. International Journal of Communication Systems, 2012, 25(4): 543-552.
- [11] OUYANG A, TANG Z, ZHOU X, et al. Parallel Hybrid PSO with CUDA for 1D Heat Conduction Equation [J]. Computers & Fluids, 2015, 110: 198-210.
- [12] SHOBANRAJ N, ARSALAN S, MEHRDAD D, et al. Energy Efficiency in Heterogeneous Wireless Access Networks [J]. IEEE Wireless Communications, 2013, 20(5): 37-43.
- [13] ZHAO Y, LI Y, CHEN X, et al. Joint Optimization of Resource Allocation and Relay Selection for Network Coding Aided Device-to-Device Communications [J]. IEEE Communications Letters, 2015, 19(5): 807-810.
- [14] 周德荣. 基于蚁群算法改进的 AODV 路由协议研究 [J]. 西南师范大学学报(自然科学版), 2014, 39(11): 75-80.
- [15] 付光辉,李立新. 一种基于簇域机制的 ZRP 路由协议 [J]. 西南大学学报(自然科学版), 2011, 33(1): 133-136.

On OFDM Network Signal Error Limitation Algorithm Based on Ring Orthogonal Cavity Noise Elimination Mechanism

YANG Min-hui¹, XIE Sheng-zhi²

1. Department of electronic information, Hunan Financial Industry Career Technical College, Henyang Hunan 421001, China;

2. School of Computer Science and Engineering, Hunan University of Science and Technology, Xiangtan Hunan 411201, China

Abstract: In order to solve the current OFDM network signal error limit algorithm to eliminate narrowband Rician noise interference, and the problems of an emission mechanism of low accuracy, an algorithm of OFDM network signal error elimination mechanism of ring cavity has been put forward in this paper based on orthogonal noise limit. First of all, based on OFDM discrete signals on the basis of signal vector projection and narrowband Rician noise projection vector of full spectrum in the projection in polar coordinates rotation mode is constructed by orthogonal cavity noise elimination structure, realized the separation of signal orthogonal projection vector and narrowband Rician noise projection vector, to further improve the efficiency of signal projection the projection vector, to reduce overlap signal and noise vector projection vector, and to reduces the signal fading in the signal transmission process. And then, on the basis of angle error signal source and channel state vector projection vector, maximum likelihood estimation way has been adopted to construct the vector angle error control mechanism, and, through the Laplasse window function estimation method to further improve the channel transmission angle during fading, the transmission error rate has been reduced. Simulation results show that, with the current commonly used vector linear integral error elimination mechanism (Vector Integral Error Elimination Mechanism VIEE mechanism) and pre launch cumulative error control mechanism (Pre-launch Accumulative Error Control Mechanism PAEC mechanism) compared, this algorithm can significantly improve the transmission error rate and the performance of anti fading signal during transmission with significant practical advantages.

Key words: OFDM signal; signal discretization; projection vector; ring orthogonal cavity noise elimination; vector angle error control; maximum likelihood

责任编辑 崔玉洁