

基于超螺旋精度提升机制 的 OFDM 网络信道噪声消除算法^①

焦庆伟¹, 周岩彬²

1. 河南农业职业学院 信息工程学院, 河南 洛阳, 471000; 2. 河南科技大学 信息工程学院, 河南 洛阳, 471023

摘要:为解决当前 OFDM 网络信道噪声消除算法难以规避信道中的窄带莱斯噪声,且抗信道衰落能力不强,以及信道间普遍存在严重的频率干涉问题,提出了一种基于超螺旋精度提升机制的 OFDM 网络信道噪声消除算法.首先,根据各个传输子信道具有差异化的频率载波特性和接收背景中的接收点,从而构建了超螺旋接收结构,有效消除不同传输子信道间存在的频率干扰特性,降低信道窄带莱斯噪声对信号预发射过程的衰落影响;随后,基于角度识别方式进行锐-钝识别,并结合拐点思想,采用序列重排技术,将待发射信号进行消波处理,并进行自旋精度提升,从而提高了其抗窄带莱斯噪声的性能.仿真实验表明:与常见的超高频精度自适应机制(UHF adaptive, UHFA)、共线度自旋精度提升机制(the degree of accuracy of collinear spin, DACS)相比,本文算法与理想状态下的 OFDM 功率谱密度曲线最为接近,具有更高的信号增益水平与更低的信道误码率.

关键词: OFDM 网络; 信道噪声; 窄带莱斯噪声; 超螺旋接收结构; 频率干涉; 自旋精度消除机制; 定序列重排

中图分类号: TN929.5

文献标志码: A

文章编号: 1000-5471(2018)11-0042-07

随着混合通信为代表的新通信技术的不断发展,当前移动通信领域日益朝着融合化、多样化、信号复杂化等方向演进,信号接收过程中频谱、时移特征也呈现混叠化特征^[1].实践中,由于信号接收复杂化带来的多径衰落、抗噪性能下降等问题,往往采用基于 OFDM 正交化的方式进行综合化处理^[2].然而由于混合通信过程中需要综合考虑的因素较多,实践中难以针对信号接收方式进行优化,导致混合通信技术适用领域较为狭窄^[3].

当前的研究者提出了一些 OFDM 网络信道噪声消除算法^[3-6],但均存在问题:文献[3]算法需要通过自递归方式建立噪声矢量集,一旦在特定频谱上出现噪声矢量集中没有的窄带噪声,则其数据传输性能将出现严重的衰减现象;文献[4]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道进行全频谱覆盖时,由于对信道激发状态的识别准确度下降将导致误差水平呈现急剧上升的态势;文献[5]算法仅适应于高斯信道等非相干广谱信道,当信道衰落频率与信号频率近似时,将导致严重的信号传输衰落现象,使得信号传输性能出现严重的下降;文献[6]算法由于正弦函数映射过程需要进行复数域能量变换,对信号的初始能量要求较高,考虑到 OFDM 信号在信道中传输时的能量均要远远小于背景噪声,因此该算法的普适性较差.

为了改善当前 OFDM 网络信道噪声消除算法在面对复杂噪声环境下的适应性能,增强其信号抗衰落能力,提出了一种基于超螺旋精度提升机制的 OFDM 网络信道噪声消除算法.仿真实验证明本文算法是有效的.

① 收稿日期: 2017-03-02

基金项目: 河南省自然科学基金项目(2014A208114);河南省高校科技创新人才支持计划(14HASTQT040).

作者简介: 焦庆伟(1976-),男,硕士,讲师,主要从事计算机网络、计算机应用研究.

1 基于超螺旋精度提升机制的 OFDM 网络信道噪声消除算法设计

图 1 为基于超螺旋精度提升机制的 OFDM 网络信道噪声消除算法的流程图, 该算法由 3 个部分组成: 基于 16FSK 调制(十六进制频移键控调制)方式进行信号初始化, 将信号中窄带莱斯噪声进行衰落矢量投影消除; 利用基于超螺旋接收结构的接收角度初定位降低数据传输过程中的角度误差; 基于自旋精度消除机制降低噪声在小区基站的矢量投影。

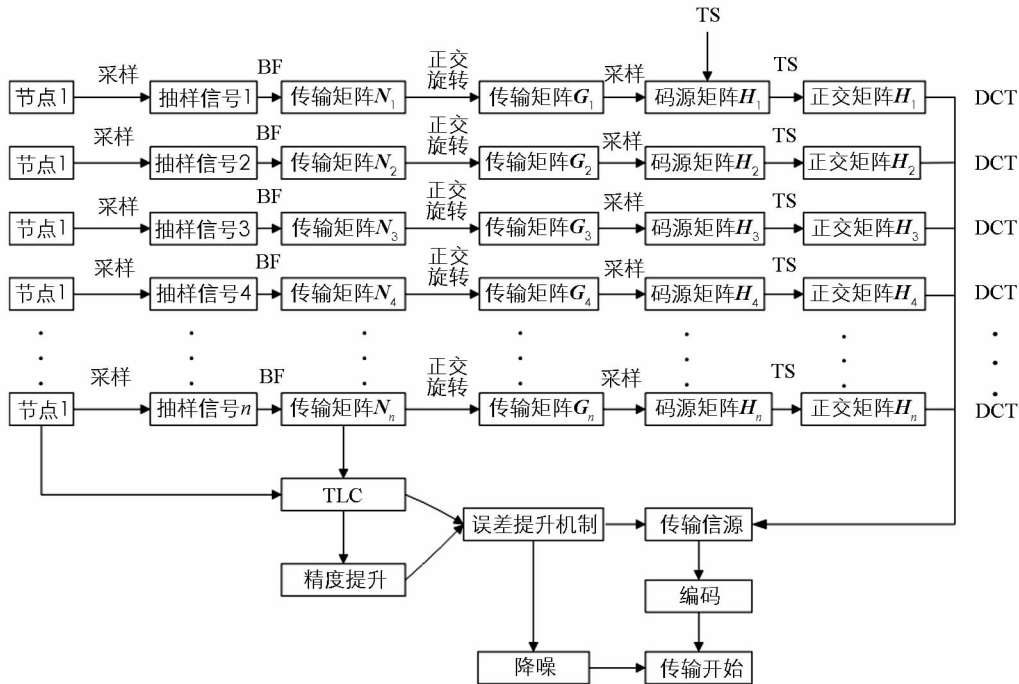


图 1 本文算法流程图

1.1 基于 16FSK 调制方式的信号初始化

假设 OFDM 基带信号采用 16FSK 调制, 信号在调制过后分为 M 个传输子信道进行传输, 每路信道最大支持 λ 个信号并发传输^[7]. 则其单位冲激响应 $H^{(k)}(\omega)$ 为

$$H^{(M)}(\omega) = \sum_{l=1}^{\lambda} \beta_l^{(M)} \epsilon(\omega - \omega_l) \quad (1)$$

其中: $\epsilon(\omega)$ 为单位阶跃响应, $\beta_l^{(M)}$ 为第 M 个节点信号在第 l 个传输路径上的频域信号衰落, ω_l 表示该路频域信号的频率延迟。

依据模型(1), 则传输子信道接收到第 M 个节点信号为

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

其中: $Y^{(M)}(\omega)$ 为该路信号的频率表达; $N^{(M)}(\omega)$ 为该路信道中的窄带莱斯噪声干扰, 均值为 1, 标准差为 0^[8]; $S(\omega)$ 为发射信号, 其时域信号表达式 $s(t)$ 由如下的模型决定:

$$s(t) = \sum_{i=1}^{\infty} \sum_{j=0}^{N_c} a_i b_j A(t - iT_s - jT_c) \quad (3)$$

$$A(t) = e^{\left(\frac{1-4\pi^2}{\Delta^2}\right)\left(\frac{-2\pi^2}{\Delta^2}\right)} \quad (4)$$

其中: T_s 表示脉冲信号的符号周期; T_c 表示脉冲信号的发射周期; N_c 表示信号中的脉冲符号在 T_c 内的最大出现次数; b_j 为引入的二元随机跳频序列, 且满足 $b_j \in \{+1, -1\}$; a_i 为预发射的二元随机跳频序列, 且满足 $a_i \in \{+1, -1\}$; Δ 为信号脉冲的阶跃响应。

依据模型(3), (4), 将模型(2) 演变为:

$$Y^{(M)}(\omega) = N^{(M)}(\omega) + S(\omega)H^{(k)}(\omega) = N^{(M)}(\omega) + S(\omega) \sum_{l=1}^M \beta_l^{(M)} e^{-j\omega\omega_l} \quad (5)$$

当传输信道接收到模型(5) 的信号之后, 将进行 λ 等间隔抽样过程^[9], 其采样频率 $\Delta\omega$ 满足

$$\Delta\omega = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (6)$$

模型(5) 经过 λ 等间隔抽样过程之后得到的采样信号为:

$$Y^{(M)}(\omega_\lambda) = N^{(M)}(\omega_\lambda) + S(\omega_\lambda)H^{(k)}(\omega_\lambda) = N^{(M)}(\omega_\lambda) + S(\omega) \sum_{l=1}^M \beta_l^{(M)} e^{-j\omega_\lambda \omega_l} \quad (7)$$

其中 $\omega_\lambda = \lambda\Delta\omega$.

为了便于计算, 将模型(7) 简化为矢量矩阵:

$$\mathbf{y}_m = \mathbf{w}_m + \beta_m \mathbf{E}_\omega \mathbf{S} \quad (8)$$

$$\boldsymbol{\beta}_m = [\beta_1^{(\lambda)}, \beta_2^{(\lambda)}, \dots, \beta_\lambda^{(\lambda)}]^T \quad (9)$$

$$\mathbf{w}_m = [\mathbf{w}^{(\lambda)}(\omega_1), \mathbf{w}^{(\lambda)}(\omega_2), \dots, \mathbf{w}^{(\lambda)}(\omega_\lambda)]^T \quad (10)$$

其中: $\boldsymbol{\beta}_m$ 代表任意第 M 路子信号的衰落矢量; $\mathbf{w}_m$ 为窄带莱斯噪声经过 λ 等间隔抽样后得到的采样信号; $\mathbf{S} = \Lambda[S(\omega_1), \dots, S(\omega_\lambda)]^T$ 为秩值 λ 的对角矩阵, 对角线上元素为 $S(\omega)$ 的时域采样值; $\mathbf{E}_\omega$ 为单位时延矩阵, $\mathbf{E}_\omega = [E_1, E_2, \dots, E_i]$,

$$\mathbf{E}_i = [1, e^{-j\Delta\omega\omega_i}, e^{-2j\Delta\omega\omega_i}, \dots, e^{-\lambda j\Delta\omega\omega_i}]^T \quad (11)$$

1.2 基于超螺旋接收结构的接收角度初定位

本文采用图 2 所示的超螺旋信号接收结构: 子信道采用矩阵方式进行排列, 且子信道与小区基站在接收过程中难以形成干涉(即距离长度远远大于信号波长, 例如典型的 5G 信号的波长为 1.387 4 mm)^[10-11], 对于任意一路接收子信道而言, 接收到的 OFDM 信号 $srecv(t, i)$ 与模型(2) 相比, 无需进行投影处理:

$$srecv(t, i) = A(t)\cos(2\pi fc + \varphi(t) + \frac{2\pi}{fbase}\cos(t + \theta)) \quad (12)$$

对于任意接收子信道而言, 设待接收的信号个数为 i , 其待测信号 $srecv(t)$ 均满足:

$$srecv(t) = \sum_{m=1}^i srecv(t, m) \quad (13)$$

其中模型(13) 的相关参数与式(12) 相同.

对单接收子信道而言, 其特征相位信号 $\psi(t)$ 满足:

$$\psi(t, i) = 2\pi fc + \varphi(t) + \frac{2\pi}{fbase}\cos(t + \theta) \quad (14)$$

由模型(14) 可知, 当接收子信道个数为 i 时, 则对任意接收子信道而言, 其待测信号的相位 $\psi(t)$ 满足:

$$\psi(t) = \sum_{m=1}^i \psi(t, m) \quad (15)$$

由于对模型(14), (15) 而言, 在进行相位判断时, fc 与 $\varphi(t)$ 在相位统计平均过程中均与 θ 无关, 因此, θ 的估计量 $\bar{\theta}$ 是各个超螺旋接收结构中接收节点获取相位的统计平均^[11]. 不妨设接收节点个数为 n , 则模型(15) 可以写为

$$\psi(t) = \frac{2\pi}{fbase} \sum_{m=1}^i \cos(t + \theta_i) \quad (16)$$

其中 θ_i 为第 i 个接收子信道所获取的接收信号的角度. θ 的估计量 $\bar{\theta}$ 的计算方式如下:

$$\bar{\theta} = \frac{1}{n} \sum_{m=1}^i \theta_m \quad (17)$$

通过模型(14) — (17) 的角度估计, 可以精确获取各个接收节点的相位估计 θ_i , 然后按照模型(17) 所示对整个接收角度进行估计, 得到对接收子信道角度方位的精确估计. 可见, 本文超螺旋接收结构能够有效消除锐角-钝角的误差判断, 且可以通过增加接收子信道路数的方式提高模型(17) 所示的定位角度的估计精度.

1.3 基于自旋精度消除机制的精度提升

由图 3 可知, 对于任意一个小区基站, 均可以通过本文所示的超螺旋接收结构进行信号接收. 假设在

超螺旋结构中存在 k 层接收子信道, 对于每层接收子信道而言, 按模型(18) 获取的精度偏差 $\bar{\theta}$ 分别为 $\bar{\theta}_1, \bar{\theta}_2, \dots, \bar{\theta}_k$, 并将该精度偏差从内层接收子信道到外层接收子信道进行矢量化, 得到角度估计向量为

$$\bar{\theta}(m) = (\bar{\theta}_1, \bar{\theta}_2, \dots, \bar{\theta}_m) \quad (18)$$

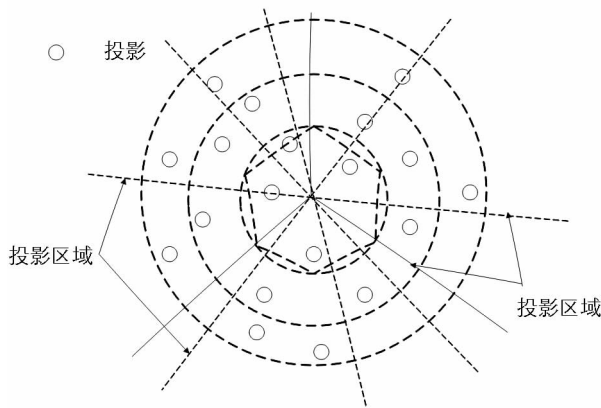


图 2 超螺旋接收结构

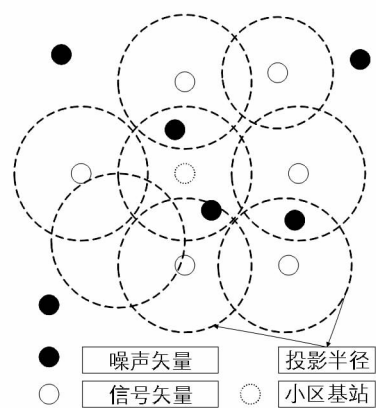


图 3 小区基站接收

由超螺旋接收结构的接收原理可知, 每层接收子信道接收信号均通过无线信道进行信号接收定位, 因而不可避免会受到窄带莱斯噪声的干扰影响, 且其噪声的密度函数满足

$$n(t) = \frac{\partial}{\partial t} t e^{-\frac{1}{2}\mu} \frac{1}{\sqrt{2t}} - \frac{1}{\mu\pi} \int \sqrt{(\mu-1)\frac{2}{3}t} dt \quad (19)$$

窄带莱斯噪声的能量密度分布 $f(t)$ 满足

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

其中: m_r 为 $n(t)$ 的分布均值, σ_r 为 $n(t)$ 的标准差, χ 表示卡方分布函数。

超螺旋接收结构中各个接收结构均保持互相独立状态, 因而各路窄带莱斯噪声均满足卡方分布^[12], χ 与 $n(t)$ 满足如下关系:

$$\chi(t) = \sum_{i \neq j} n_i(t) * n_j(t) \quad (21)$$

设在 $k = j$ 时刻刚好观测到精度偏差的估计向量取得最小值 $P_{\min}$, 则该时刻模型(21) 与模型(20) 在接收子信道上的路径积分即为该最小值 $P_{\min}$ 的极大似然估计 $\partial P_{\min}$:

$$\partial P_{\min} = \int n(t) f(t) dt \quad (22)$$

依据模型(22) 获取的 $\partial P_{\min}$ 就是该极大似然估计的判决精度. 设经过足够长时间后在各个联合胞腔并发接收结构上积累值为 $R_{\max}(t)$, 则最终的积累值即为最终估计精度:

$$R_{\max}(t) = P(t < \infty) = \int \partial P_{\min} dt \int_0^t f(v) dv \quad (23)$$

代入模型(15)–(17), 可得最终估计精度为:

$$R_{\max}(t) = \frac{\partial}{\partial t} t e^{-\frac{1}{2}\mu} \frac{1}{\sqrt{2t}} \chi\left(\frac{t}{\sqrt{2\pi\sigma_r^2}} e^{-\left(\frac{r^2+m_r^2}{\sigma_r^2}\right)}\right) \sqrt{\left(-\frac{1}{\mu\pi}(\mu-1)\frac{2}{3}t\right)} \quad (24)$$

考虑到 μ 一般不超过 $5^{[12]}$, 且模型(18) 被积函数为单调递增函数, 则当 $\mu = 5$ 时, 计算得到 $R_{\max}(t) = 1.8 \times 10^{-13}$, 即本文算法的精度值最低为 10^{-13} , 均要远远高于常见的算法, 如 UHFA 算法^[13] 精度仅能达到 10^{-6} ; DACS 算法^[14] 也仅能达到 10^{-10} 级别。

2 仿真实验

为验证本文算法的有效性, 使用 MATLAB 仿真环境进行仿真实验, 对比算法包括当前常见的超高频

精度自适应机制(UHF adaptive, UHFA)^[13]、共线度自旋精度提升机制(the degree of accuracy of collinear spin, DACS)^[14]、超混沌螺旋投影噪声消除机制(noise elimination algorithm for hyper chaotic spiral projection, NE-HCSP)^[15]. 系统仿真采用标准 OFDM 生成模式, 且仿真时均与理想状态下 OFDM 信号进行仿真对比, 子信号总数 $N=2\ 048$, 信号接收星座采用 256 QPSK 星座图及 512 QFSK 星座图; 单路子信号的符号总个数不超过 1024 个^[16].

图 4 显示了本文算法与 UHFA 机制及 DACS 机制所获取的 OFDM 信号增益曲线(signal gain curve, SGC). 由图 4 可知, 本文算法所获取的 SGC 曲线与标准状态下的 OFDM 信号增益曲线最为接近, 且不存在严重的失真变形现象, 这是由于本文算法采用了超螺旋接收结构, 能够将各个子接收信道进行正交化的螺旋结构排列, 可以最大限度改善信号衰落强度, 使得本文算法所获取的 SGC 曲线性能具有显著的优越性; UHFA 机制由于采用星座图接收方式未进行子信道的正交化处理, 导致信号发射过程中存在显著的衰落效应, 因而难以改善 SGC 信号增益曲线; DACS 机制虽然考虑到了子信道正交化处理需要, 然而由于该算法仅采取简单的电控拟旋方式进行信道筛选, 与本文螺旋方式相比, 算法鲁棒性较差, 因而所获取的 SGC 曲线比本文算法要差. NE-HCSP 机制与本文机制相比, 虽然采取了投影噪声的方式获取了噪声能量在信道中的分布, 由于该方式仅可对能量较大的主瓣进行过滤, 导致其噪声分量较大, 因此 NE-HCSP 机制的 SGC 精度要略低于本文算法.

图 5 显示了本文算法与 UHFA 机制及 DACS 机制在 256 QPSK 星座图及 512 QFSK 星座图接收策略下, 通过标准莱斯信道获得的 OFDM 系统误码率(system error rate, SER)性能曲线. 与 SGC 曲线类似, 本文算法失真现象较少, 且与标准 OFDM 信号增益曲线最为接近. 由于 512 QFSK 需要进行更为复杂的噪声处理流程, 特别是需要分别为 512 个正交噪声信号投影, 因此其 SER 的精度要低于 256 QFSK. 从图 5 中可知, 本文采取的超螺旋接收结构, 能够有效适应当前常用的 256 QPSK 星座图及 512 QFSK 星座图接收策略, 且与 OFDM 信号拟合程度较高, 这是因为本文算法的超螺旋接收结构, 能够有效将信道噪声通过矢量方式进行消除, 且调制过程中信号强度衰落较低, UHFA 机制仅采取简单滤波方式, 该方式对处于带通状态的窄带莱斯噪声难以进行频率识别; DACS 机制由于单纯采用线性度消除机制, 未考虑各路信号的自相关特性, 因此两者的 SER 性能较差; NE-HCSP 机制与本文机制相比, 其采用的螺旋投影方式所获取的接收信号均采用一次成型, 未考虑 OFDM 信号所具有的正交特性进行噪声定向过滤, 导致该算法中存在噪声频谱能量均值要高于本文算法, 因此其 SER 精度要低于本文算法.

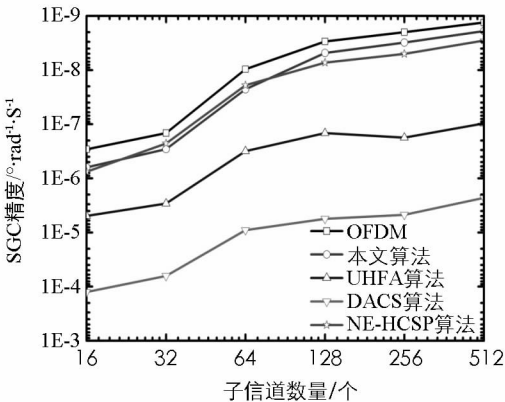
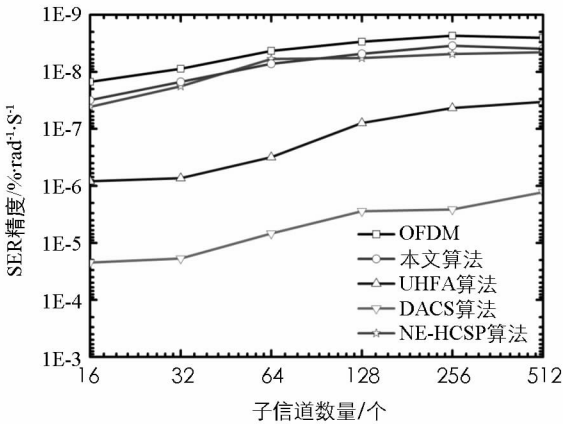
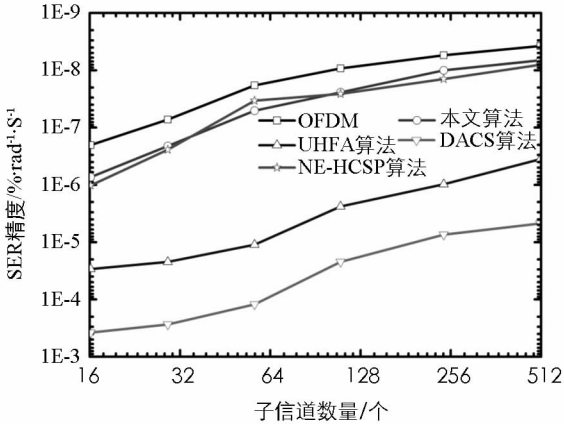


图 4 SGC 性能测试



(a) 256QPSK星座图



(b) 512QFSK星座

图 5 SER 性能测试

图 6 显示了本文方法、UHFA 机制及 DACS 机制接收信号的功率谱密度曲线 (power spectral density, PSD). 由图 6 可知, 由于本文方法能够通过迭代方式将信号带宽外所产生的杂波频率进行过滤, 基本消除了因接收结构正交化而导致的杂波频率衍生的问题, 与初始状态下 OFDM 信号的 PSD 性能相比极为接近, 特别是在 OFDM 信号中心频率附近时, 本文方法的 PSD 增益已经可以达到 1.2 dB 以下, 能够有效避免临近子信号的互相串扰现象, 且发射波形与初始状态下 OFDM 信号波形最为接近, 具有显著的优势. 与本文采用的超螺旋接收结构相比, UHFA 机制未采取带通技术来消除信号间的互相串扰线性, 而 DACS 机制由于各路信号处于线性相关状态, 导致相同频率的信道噪声极易通过传输函数进行扩散, 因而两者的 PSD 曲线要差于本文算法. NE-HCSP 机制与本文机制相比, 其传输过程无法根据单路信号的频率进行信道正交化处理, 导致噪声分量彼此间产生抖动效应, 削弱了信道传输能力, 因此, 其 PSD 增益也要略低于本文算法.

综上所述, 本文方案能够有效消除 OFDM 网络信道中存在的窄带莱斯噪声干扰影响, 且 SER, SGC 及 PSD 性能要远远好于当前常用的 UHFA 机制及 DACS 机制, 特别是在超高阶调制星座 (256 QPSK 星座图、512 QFSK 星座图) 下依然能够获取良好的 SER 曲线性能, 这说明本文算法能够有效提高系统的性能, 降低传输误码率.

3 结束语

为解决当前混合通信系统中 OFDM 网络信道噪声难以消除、信号衰落性能较差、频率偏移问题难以解决等问题, 提出了一种基于超螺旋精度提升机制的 OFDM 网络信道噪声消除算法. 通过超螺旋接收结构增强信号发射强度, 同时改善子信道因非正交化而导致的噪声消除难题, 并结合拐点匹配思想通过自旋精度消除机制实现数据传输过程中的精度提升, 增强了本文算法的抗噪性能.

下一步将针对本文算法难以抵抗移动状态下的信道莱斯噪声干扰, 采取基于瑞利变换方式的信号螺旋自递归机制, 进一步实现信号接收过程中的投影矢量正交化特性, 提高本文算法在混合通信领域中的工程实践性能.

参考文献:

[1] OUYANG A. Parallel Hybrid PSO with CUDA for Heat Conduction Equation [J]. Computer & Fluids, 2015, 110(1): 198–1210.

[2] ADALI T, LI H. A Class of Complex ICA Algorithms Based on the Kurtosis Cost Function [J]. IEEE Transactions on Neural Networks, 2008, 19(3): 408–420.

[3] NIKMAN T. New Self-Adaptive Inspired Algorithm for Unit Commitment Problem [J]. IET Science Measurement & Technology, 2014, 8(6): 505–517.

[4] NAVARATNARAJAH S, SAEED A, DIANATI M, et al. Energy Efficiency in Heterogeneous Wireless Access Networks [J]. IEEE Wire Communications, 2013, 20(2): 37–43.

[5] XU Q, QUAN X, PAN W S. Analysis and Experimental Verification of the Interference Suppression Ability of the OFDM [J]. The Journal of China Universities of Posts and Telecommunications, 2014, 5(42): 24–30.

[6] ARUN K, SHIKHA B. Design and Performance Analysis of OFDM and FBMC Modulation Techniques [J]. The Scientific Bulletin of Electrical Engineering Faculty, 2017, 17(2), 1527–1536.

[7] JADDI N S. Optimization of Neural Network Model Using Modified Bat Inspired Algorithm [J]. Applied Soft Computing, 2015, 37(17): 71–86.

[8] 李英善, 段燕辉, 王 猛, 等. 一种降低 OFDM 系统峰均比的循环反馈 SLM 方法 [J]. 重庆邮电大学学报(自然科学

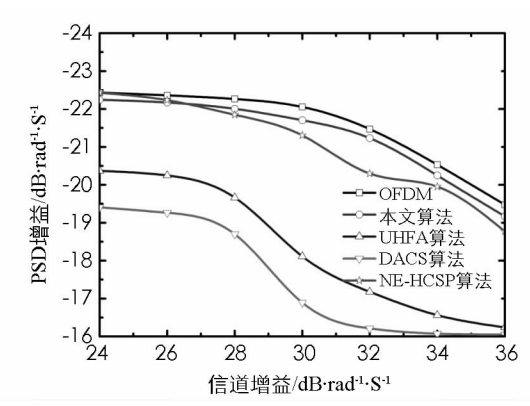


图 6 PSD 曲线性能测试

- 版), 2014, 26(1): 49—53.
- [9] 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, 6(12): 1448—1453.
- [10] 何 娣, 卢为党, 张佳俊, 等. 基于用户公平性的抗干扰频谱接入方法[J]. 西南师范大学学报(自然科学版), 2015, 40(11): 13—19.
- [11] YANG Z Y. A Convex Geometry-Based Blind Source Separation Method for Separating Nonnegative Sources [J]. IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems, 2015, 26(8): 1635—1644.
- [12] 李姣军, 唐 娜, 苏理云, 等. WPDM-CDMA 系统中的子载波分配算法研究 [J]. 西南大学学报(自然科学版), 2012, 34(7): 125—129.
- [13] JENG S S, CHEN J M. Efficient PAPR Reduction Reduction in OFDM Systems Based on a Companding Technique with Trapezium Distribution [J]. IEEE Trans Broadcasting, 2011, 57(2): 291—298.
- [14] RAHMATALLAN Y, MOHAN S. Peak-to-Average Power Ratio Reduction in OFDM Systems; a Survey Taxonomy [J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2013, 15(4): 1567—1592.
- [15] SANDEEP S, HARMANJEET S, SUNIL A. Design of a Novel Hybrid ICI Mitigation Technique Through Wavelet Implication in OFDM System [J]. Digital Communications and Networks, 2017, 8(1): 960—971.
- [16] JIANG T, LI C. Simple Alternative Multisequences for PAR Reduction Without Side Information in SFBC MIMO-OFDM Systems [J]. IEEE Ttans Vehicular Technology, 2012, 61(7): 3311—3315.

Channel Noise Cancellation Algorithm for OFDM Network Based on Super Helix Precision Lifting Mechanism

JIAO Qing-wei¹, ZHOU Yan-bin²

1. College of Information Engineering, Henan Agricultural Vocational College, Luoyang Henan 471000, China;

2. College of Information Engineering, Henan University of Science and Technology, Luoyang Henan 471023, China

Abstract: In order to solve the current OFDM network channel noise elimination algorithm to eliminate the narrowband Rayleigh noise existing in the channel, and the presence of anti fading ability and inter channel existing serious frequency interference problem, an algorithm has been proposed of eliminating noise of OFDM network based on super precision spiral lifting mechanism; based on the characteristics of each carrier frequency transmission the sub channel has difference, transmission of the sub channel is equivalent to a reception point received in the background, the construction of supercoiled receiving structure, the structure can effectively avoid frequency interference characteristics in different transmission channel, effectively improve the signal emission intensity, reduce the effect of fading channel narrowband Rayleigh noise signal of the pre launch process then based on the acute angle obtuse; -combined with the inflection point of thought, construction of precision machine adopts spin rearrangement sequence elimination the processing of the transmitted signal is eliminated, which greatly improves the performance of the algorithm. Simulation results show that with the common precision ultra high frequency spin lifting mechanism compared to the algorithm can effectively improve the signal gain, reducing the channel error rate, and the OFDM power spectrum under ideal state the density curve is the most close, with significant practical advantages.

Key words: OFDM network; channel noise; narrow band Rayleigh noise; super helix receiving structure; frequency interference; spin precision elimination mechanism; fixed sequence rearrangement