

双散射信道条件下六边形多载波调制系统的定时同步算法

许 魁, 沈越泓, 陈寿齐

(解放军理工大学通信工程学院, 江苏南京 210007)

摘 要: 在双散射信道条件下, 以时频平面上任一点处期望信号能量与脉冲间干扰能量以及加性噪声能量的信干噪比为目标函数, 将目标函数取最大值的时刻作为六边形多载波调制系统的最优定时时刻, 推导出最优定时时刻的迭代算法, 得出信道平均时延可以作为近似最优定时时刻的结论, 并提出一种频域近似最优定时同步算法. 理论分析与计算机仿真结果表明, 在双散射信道条件下与传统的定时时刻相比, 最优定时时刻在信噪比为 30dB 时能够获得 2 ~ 3dB 的信干噪比增益, 提出频域近似最优定时同步算法在存在载波频偏时估计的均方误差小于 10^{-4} .

关键词: 六边形多载波调制; 最优定时时刻; 定时同步算法; 双散射信道

中图分类号: TN919.6 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2009) 03-0546-06

Timing Synchronization for Hexagonal Multicarrier Modulation over Doubly Dispersive Channels

XU Kui, SHEN Yue hong, CHEN Shou qi

(Institute of Communications Engineering, PLAUST, Nanjing, Jiangsu 210007, China)

Abstract: This paper proposes the optimal timing by maximizing signal to interference plus noise ratio (SINR) for hexagonal multicarrier modulation (HMM) over doubly dispersive channels. An iterative optimal timing algorithm is derived and it comes out that there is an allowable error between the mean delay of doubly dispersive channels and the optimal timing. In addition, an approximate optimal timing synchronization method is proposed. The theoretical analysis and computer simulation results show that the proposed optimal timing is outperform the traditional timing method about 2~3dB in SINR while signal to noise ratio (SNR) is 30dB and the approximate optimal timing algorithm achieves a smaller mean square error (MSE) than 10^{-4} over doubly dispersive channels.

Key words: hexagonal multicarrier modulation; optimal timing; timing synchronization; doubly dispersive channels

1 引言

双散射信道会造成多载波调制 (Multi-Carrier Modulation, MCM) 信号同时在时间和频率上的弥散从而导致符号间干扰 (Inter-Symbol Interference, ISI) 和载波间干扰 (Inter-Channel Interference, ICI). 为了提高 MCM 系统在双散射信道条件下的抗 ISI/ICI 能力, 文献 [1~6] 提出了基于矩形时频网格和原型脉冲成形函数的多载波调制方案, 与正交频分复用 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) 系统中的矩形窗相比脉冲成形函数具有更好的时频能量聚集特性, 在给定多普勒扩展和时延扩展的情况下具有更小的 ISI/ICI.

文献 [7] 提出了基于六边形时频网格结构的

LOFDM (Lattice-OFDM) 系统. 在双散射信道条件下, 频带利用率与 (Cyclic Prefix) CP-OFDM 相同时, LOFDM 系统的抗 ISI 和 ICI 能力获得 1~2dB 的改善. 文献 [8] 提出了六边形多载波调制系统 (Hexagonal Multicarrier Modulation, HMM), 该系统的传输波形为高斯脉冲, 系统时频网格图案和脉冲成形函数的参数是通过时频信道的最大多普勒频移、最大多径时延和散射函数联合最优化得到的, 在双散射信道条件下 HMM 获得了较 CP-OFDM 和 LOFDM 系统更小的时频网格外能量泄露.

双散射信道使时频网格点上传送的数据符号在时域和频域向相邻的时频网格扩散. 接收信号在时频平面上任一点的能量都是不同时频网格点上传送的数据符号在时域和频域经过不同程度的扩散后在该点处能量

的叠加. 为了解调出传输的数据符号, 投影接收机^[3~7]需要将接收信号与脉冲成形函数做内积运算, 因此定时时刻如何进行选取和估计是保证正常解调的关键. 快速移动环境下多载波调制系统的定时同步算法主要有文献[9~11], 文献[9]将循环前缀内的任意一点作为正确定时时刻, 提出了基于循环前缀的 CP-OFDM 系统定时同步算法. 文献[10, 11]将信号最先达到时刻作为正确定时时刻并提出了脉冲成形多载波调制系统的定时同步算法. 本文以时频平面上任一点处期望信号能量与脉冲间干扰能量以及加性噪声能量的信干噪比为目标函数, 将目标函数取最大值的时刻作为 HMM 系统的最优定时时刻, 推导出了最优定时时刻的迭代算法, 并得出信道的平均时延作为近似最优定时时刻的结论. 文献[12]提出了一种基于循环前缀的 CP-OFDM 系统信道平均时延估计方法, 文献[13]提出了三种理想定时同步条件下的 CP-OFDM 系统平均时延估计方法, 但都不适用于 HMM 系统的近似最优定时同步. 本文提出了一种频域近似最优定时同步算法, 该算法利用信道的频域响应, 在载波频偏存在情况下能够准确估计出近似最优定时时刻具有较强的稳健性. 理论分析与仿真结果表明, 在双散射信道条件下, 与文献[10, 11]中的定时时刻相比, 最优定时时刻在 $\tau_{msfd} = 0.084$ 且高信噪比条件下能够获得 2~3dB 的信干噪比增益, 提出频域近似最优定时同步算法在信噪比大于 10dB 时估计的均方误差小于 10^{-4} .

2 六边形多载波调制系统

信号传输可以看作在时频平面上填充时频网格^[8], 因此影响系统性能的方面主要有: (a) 调制波形的时频能量聚集特性: 时频能量聚集特性越好的调制波形在双散射信道条件下向时频网格外泄露的能量就越小. (b) 时频平面上网格点之间的距离: 网格点间的距离越大, 系统受时频网格间能量泄露的影响就越小.

Heisenberg 不确定性原理 $\sigma_t \sigma_f \geq 1/4\pi$ 给出了信号在时间和频率这两个物理量上的一个重要的约束关系, 这里 σ_t^2 和 σ_f^2 表示有效时宽和有效带宽. 即信号波形在频率轴上的扩张和在时间轴上的扩张不可能同时小于某一界限. 根据 Heisenberg 不确定性原理, 当且仅当信号时域信号波形为高斯脉冲时, 等号成立, 即高斯脉冲具有最好的时频能量聚集特性. 高斯脉冲可以表示为:

$$g^\sigma(t) = (2/\sigma)^{1/4} e^{-(\pi/\sigma)^2 t^2} \quad (1)$$

参数 σ 决定了高斯脉冲函数在时频平面上的能量聚集特性, 在 HMM 系统中, $\sigma = \sigma_t/\sigma_f$. 模糊函数将信号的瞬时相关函数变换到时延-频偏平面^[14], 可以用于描述函数 $g(t)$ 在时频平面上的能量分布特性, 其定义为:

$$A_g(\tau, \nu) = \int_{-\infty}^{\infty} g(t) g^*(t - \tau) e^{-j\nu t} dt \quad (2)$$

这里 $(\cdot)^*$ 表示复共轭运算. 高斯脉冲函数的模糊函数为:

$$A_g^\sigma(\tau, \nu) = e^{-\pi\tau^2/2\sigma - \pi\nu^2/2} e^{-j\nu\tau} \quad (3)$$

根据球填充理论^[7], 在给定频谱利用率的情况下, 六边形时频网格上相邻时频点间的距离最大. 图 1 所示为 HMM 时频平面上时频网格点的排列图案, 其生成矩阵为

$$V_{\text{hex}} = \begin{bmatrix} T/2 & 0 \\ F/2 & F \end{bmatrix} \quad (4)$$

其网格密度为 $\rho = 1/\sqrt{\det(V_{\text{hex}}^T V_{\text{hex}})} = 2/TF$, 这里 $\det(\cdot)$ 表示行列式. 发送的时域信号可以表示为

$$\begin{aligned} s(t) &= \sum_z c_z g(t, V_{\text{hex}} z) \\ &= \sum_m \sum_n c_{m,n} g(t - mT/2) e^{j\nu(m+2n)Ft} \end{aligned} \quad (5)$$

c_z 表示时频网格点 z 上发送的数据符号, 假设发送的数据符号是零均值独立同分布的, 并且平均功率为 σ_c^2 . $z = [m, n]^T$ 表示时频网格序号, $m \in M, n \in N, M$ 和 N 表示 m 和 n 的可选集, $g(t, V_{\text{hex}} z)$ 表示 c_z 对应的脉冲成形函数.

3 最优定时时刻

基带双散射信道可以建模为随机线性算子 $H^{[15]}$

$$H[s(t)] = \int_0^{\tau_{\max}} \int_{-f_d}^f H(\tau, \nu) s(t - \tau) e^{j\nu t} d\tau d\nu \quad (6)$$

其中 $s(t)$ 是传输信号, 时延-多普勒扩展函数 $H(\tau, \nu)$ 是时变信道冲激响应 $h(t, \tau)$ 关于 t 的傅立叶变换. τ_{\max} 和 f_d 分别表示最大时延扩展和最大多普勒扩展. 如果信道为广义平稳非相关散射信道 (WSSUS), 则有 $E[H(\tau, \nu) H^*(\tau_1, \nu_1)] = S_H(\tau, \nu) \delta(\tau - \tau_1) \delta(\nu - \nu_1)$

这里 $E[\cdot]$ 表示数学期望, $S_H(\tau, \nu)$ 称为信道散射函数并且 $\int_0^{\tau_{\max}} \int_{-f_d}^f S_H(\tau, \nu) d\tau d\nu = 1$. 如果 $S_H(\tau)$ 是信道的时延谱, 信道的平均时延定义为:

$$\bar{\tau} = \int_0^{\tau_{\max}} \tau S_H(\tau) d\tau / \int_0^{\tau_{\max}} S_H(\tau) d\tau \quad (8)$$

从图 1 中可以看出六边形网格可以分为矩形网格 V_{rect1} 及其陪集 V_{rect2} . 发送时域信号(5)可以表示为

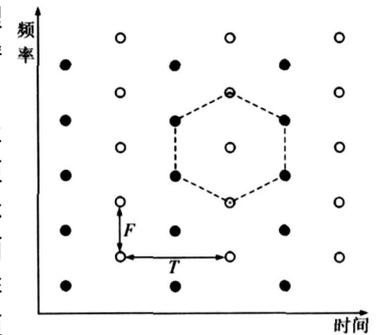


图1 六边形时频网格可以分为一个矩形网格 V_{rect1} 及其陪集 V_{rect2}

$$s(t) = \sum_m \sum_n [c_{m,n}^1 g(t - mT) e^{j2\pi n F t} + c_{m,n}^2 g(t - (m + 1/2)T) e^{j2\pi(n + 1/2) F t}] = \sum_m \sum_n [c_{m,n}^1 g_{m,n}^1(t) + c_{m,n}^2 g_{m,n}^2(t)] \quad (9)$$

这里 $c_{m,n}^1$ 和 $c_{m,n}^2$ 分别表示矩形网格 V_{rect1} 及其陪集 V_{rect2} 上传输的数据符号. 接收端接收到的信号可以表示为

$$r(t) = H[s(t)] + n(t) \quad (10)$$

其中 $n(t)$ 为零均值的复高斯加性白噪声, 方差为 σ_n^2 . 通过计算接收信号 $r(t)$ 和脉冲成形函数 $g_{m,n}^i(t)$, $i = 1, 2$ 的内积可以恢复出发送的数据符号^[3-7]

$$\hat{c}_{m,n}^i = \langle r(t), g_{m,n}^i(t) \rangle = \sum_{m',n'} c_{m',n'}^i \langle H[g_{m',n'}^i(t)], g_{m,n}^i(t) \rangle + \langle n(t), g_{m,n}^i(t) \rangle \quad (11)$$

当存在定时偏差 Δt 时, 恢复出的数据符号可以表示为

$$\hat{c}_{m,n}^i = \langle r(t), g_{m,n}^i(t - \Delta t) \rangle = \sum_{m',n'} c_{m',n'}^i \langle H[g_{m',n'}^i(t)], g_{m,n}^i(t - \Delta t) \rangle + \langle n(t), g_{m,n}^i(t - \Delta t) \rangle \quad (12)$$

接收数据符号的能量可以表示为

$$E_s = \mathbb{E} \left\{ \left| \sum_{m',n'} c_{m',n'}^i \langle H[g_{m',n'}^i(t)], g_{m,n}^i(t - \Delta t) \rangle + \langle n(t), g_{m,n}^i(t - \Delta t) \rangle \right|^2 \right\} \quad (13)$$

假设传输的数据符号是独立同分布的并且信道是 WSSUS 信道, 式(13)可以写为

$$E_s = \sigma_c^2 \int_{\tau} \int_{\nu} S_H(\tau, \nu) \left[\sum_{m,n} \left(|A_g(mT + \tau - \Delta t, nF + \nu)|^2 + |A_g((m + 1/2)T + \tau - \Delta t, (n + 1/2)F + \nu)|^2 \right) \right] d\tau d\nu + \sigma_n^2 |A_g(0, 0)| \quad (14)$$

接收信干噪比为

$$R_{\text{SIN}} = \frac{\sigma_c^2}{E_{\text{IN}}} \int_{\tau} \int_{\nu} S_H(\tau, \nu) |A_g(\tau - \Delta t, \nu)|^2 d\tau d\nu \quad (15)$$

其中 E_{IN} 表示干扰和噪声的能量

$$E_{\text{IN}} = \sigma_c^2 \int_{\tau} \int_{\nu} S_H(\tau, \nu) \left[\sum_{z=[m,n]^T \neq [0,0]^T} \left(|A_g(mT + \tau - \Delta t, nF + \nu)|^2 + |A_g((m + 1/2)T + \tau - \Delta t, (n + 1/2)F + \nu)|^2 \right) \right] d\tau d\nu + \sigma_n^2 |A_g(0, 0)| \quad (16)$$

将接收到期望符号的信干噪比作为代价函数, 定义最优定时时刻就是接收到期望符号信干噪比最大的时刻. 根据信道散射函数的不同分别讨论在两种信道条件下 HMM 系统的最优定时时刻.

3.1 具有均匀分布的功率延时剖面和多普勒功率谱的双散射信道

在这种信道条件下, 信道散射函数可以描述为 $S_H(\tau, \nu) = 1/(2\tau_{\text{max}} f_d)$, $0 \leq \tau \leq \tau_{\text{max}}$, $-f_d < \nu < f_d$, 将其带入式(15)、(16)可以得到

$$R_{\text{SIN}} = \frac{\sigma_c^2}{2\tau_{\text{max}} f_d E_{\text{IN}}} \int_0^{\tau_{\text{max}}} e^{-\pi(\tau - \Delta t)^2 / \sigma} d\tau \int_{-f_d}^{f_d} e^{-\sigma \pi \nu^2} d\nu \quad (17)$$

$$E_{\text{IN}} = \frac{\sigma_c^2}{2\tau_{\text{max}} f_d} \left\{ \sum_{(m,n) \neq (0,0)} \int_{mT}^{mT + \tau_{\text{max}}} e^{-\pi(\tau - \Delta t)^2 / \sigma} d\tau \int_{2n/2\tau_{\text{max}} - f_d}^{2n/2\tau_{\text{max}} + f_d} e^{-\pi \nu^2 \sigma} d\nu + \sum_{(m,n) \neq (0,0)} \int_{(m+1/2)T}^{(m+1/2)T + \tau_{\text{max}}} e^{-\pi(\tau - \Delta t)^2 / \sigma} d\tau \int_{(2n+1)/2\tau_{\text{max}} - f_d}^{(2n+1)/2\tau_{\text{max}} + f_d} e^{-\pi \nu^2 \sigma} d\nu \right\} + \sigma_n^2 |A_g(0, 0)| \quad (18)$$

当有噪声存在时, 当 Δt 约为 $\tau_{\text{max}}/2$ 时 R_{SIN} 取得最大值 (见附录).

3.2 具有负指数分布的功率延时剖面 and U 形多普勒功率谱的双散射信道

在这种情况下, 信道散函数可以描述为 $S_H(\tau, \nu) = 1/(\tau_{\text{rms}}) e^{-\tau/\tau_{\text{rms}} (1/\mathcal{Y}_d)} / \sqrt{1 - (\mathcal{V}f_d)^2}$, $0 < \tau, |\nu| < f_d$, 这里 τ_{rms} 为均方根时延扩展. 将散射函数带入 (15)、(16) 可以得到

$$R_{\text{SIN}} = \frac{\sigma_c^2}{\pi \tau_{\text{rms}} f_d E_{\text{IN}}} \int_0^{\infty} e^{-\tau/\tau_{\text{rms}}} e^{-\pi \nu^2 (\tau - \Delta t)^2 / \sigma} d\tau \int_{-f_d}^{f_d} e^{-\sigma \pi \nu^2} / \sqrt{1 - (\mathcal{V}f_d)^2} d\nu \quad (19)$$

$$E_{\text{IN}} = \frac{\sigma_c^2}{\pi \tau_{\text{rms}} f_d} \left\{ \sum_{(m,n) \neq (0,0)} \int_0^{\infty} e^{-\tau/\tau_{\text{rms}}} e^{-\pi(mT + \tau - \Delta t)^2 / \sigma} d\tau \cdot \int_{-f_d}^{f_d} e^{-\pi(nF + \nu)^2 / \sqrt{1 - (\mathcal{V}f_d)^2}} d\nu + \sum_{(m,n) \neq (0,0)} \int_0^{\infty} e^{-\tau/\tau_{\text{rms}}} e^{-\pi((m+1/2)T + \tau - \Delta t)^2 / \sigma} d\tau \cdot \int_{-f_d}^{f_d} e^{-\pi((n+1/2)F + \nu)^2 / \sqrt{1 - (\mathcal{V}f_d)^2}} d\nu \right\} + \sigma_n^2 |A_g(0, 0)| \quad (20)$$

最优定时时刻可以通过求解下式近似得到 (见附录)

$$\frac{e^{-\pi(\tau_0/(2\tau_{\text{rms}}) - \Delta t)^2 / \sigma}}{\text{erf}(\Delta t)} = \frac{\sqrt{\sigma} \text{erfc}(\sqrt{\pi/\sigma}(\sigma/(2\pi\tau_{\text{rms}}) - \Delta t))/(2\tau_{\text{rms}})}{\text{er}(\Delta t)} \quad (21)$$

Δt 可以通过迭代运算得到

$$\Delta t_0 = 0 \quad (22)$$

$$\Delta t_{k+1} = \Delta t_k - \lambda (\text{er}(\Delta t_k) - \text{ex}(\Delta t_k)) \quad (23)$$

当 $\text{er}(\Delta t_k) - \text{ex}(\Delta t_k)$ 足够小时停止迭代, λ 为步长因子.

图 2 画出了在具有均匀分布功率延时剖面和多普勒功率谱的双散射信道条件下, $\tau_{\text{max}} f_d = 0.084$ 时, 信干噪比随着 σ_c^2 / σ_n^2 的变化曲线. 可以看出, 信道的平均时延时刻与最优定时时刻的信干噪比在各种 σ_c^2 / σ_n^2 大小条件下都已经重合, 并且高于第一径时刻^[10, 11]的 0.6dB~2dB. 图 3 画出了在具有负指数-U 形散射函数信道条件下, $\tau_{\text{max}} f_d = 0.084$ 时, 信干噪比随着 σ_c^2 / σ_n^2 的变化曲线. 式(22)、(23)的迭代算法得到的定时时刻与理论上的最优定时时刻的信干噪比误差小于 0.5dB, 平均时延时刻与理论上的最优定时时刻的信干噪比相差小于 1dB. 第一径时刻^[10, 11]的信干噪比较最优定时时刻低约 2~

3 dB, 较平均时延时刻低约 2 dB.

从以上分析可知, 在以上两种双散射信道条件下, 信道的平均时延与理论上的最优定时时刻相比误差很小, 并且输出信干噪比大于第一径时刻, 可以作为近似的最优定时时刻.

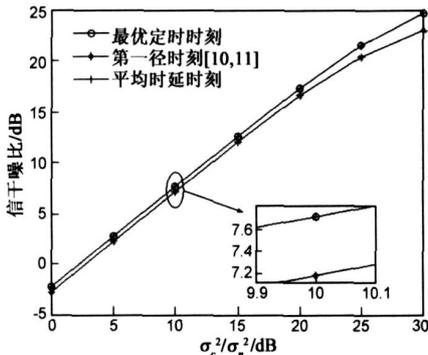


图2 具有均匀分布功率延时剖面和多普勒功率谱的双散射信道条件下, $\tau_{ms}f_d=0.084$ 时最优定时时刻、第一径时刻以及平均时延时刻的信干噪比变化曲线

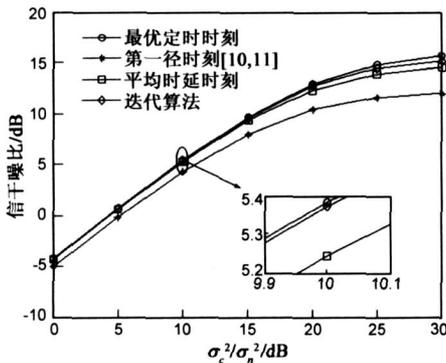


图3 具有负指数分布功率延时剖面 and U形多普勒功率谱的双散射信道条件下, $\tau_{ms}f_d=0.084$ 时最优定时时刻、第一径时刻、平均时延时刻以及采用式(22)、(23)迭代算法得到的信干噪比变化曲线

4 定时同步算法

考虑一个离散时间多径信道的冲激响应为

$$h(n) = \sum_{l=1}^L \alpha_l \delta(n - \tau_l) \quad (24)$$

这里 τ_l 是第 l 径信道关于采样周期 T_s 的归一化时延, α_l 是第 l 径信道的增益. 平均时延定义为

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{l=1}^L E\{|\alpha_l|^2\} \tau_l}{\sum_{l=1}^L E\{|\alpha_l|^2\}} \quad (25)$$

信道式(24)的频域响应可以表示为

$$H(f) = \sum_{l=1}^L \alpha_l e^{-j2\pi\tau_l f/N} \quad (26)$$

这里 N 表示 HMM 载波个数. 当接收信号与近似最优定时时刻存在时延 τ_c 时, 信道频域响应可以表示为

$$\hat{H}(f) = e^{j2\pi\tau_c f/N} H(f) = \sum_{l=1}^L \alpha_l e^{-j2\pi(\tau_l - \tau_c) f/N} \quad (27)$$

对 $\hat{H}(f)$ 求关于 f 的导数, 可以得到

$$d\hat{H}(f)/df = -j2\pi \sum_{l=1}^L \alpha_l (\tau_l - \tau_c) e^{-j2\pi(\tau_l - \tau_c) f/N} / N \quad (28)$$

根据 Parseval 定理, 我们有

$$J(\tau_c) \triangleq [1/d\hat{H}(f)/df]^2 = 4\pi^2 \sum_{l=1}^L |\alpha_l|^2 (\tau_l - \tau_c)^2 / N^2 \quad (29)$$

因此

$$E\{J(\tau_c)\} \triangleq E\{[d\hat{H}(f)/df]^2\} = 4\pi^2 \sum_{l=1}^L E\{|\alpha_l|^2\} (\tau_l - \tau_c)^2 / N^2 \quad (30)$$

这里 $\{ \cdot \}$ 表示频率取平均. $E\{J(\tau_c)\}$ 是一个关于 τ_c 的二次函数, 并且当 $\tau_c = \bar{\tau}$ 时取得最小值.

假设 f 和 $f + F_s$ 表示间距为 F_s 的两个子载波, $\hat{H}(f)$ 和 $\hat{H}(f + F_s)$ 表示经过 LS 算法得出的信道的频域响应. 不考虑噪声的影响, 并且取一阶导数近似公式 (30) 中的 $d\hat{H}(f)/df$, 可以得到

$$E\{J(\tau_c)\} \approx E\{J'(\tau_c)\} \triangleq E\{[e^{j\phi} \hat{H}(f + F_s) - \hat{H}(f)] / F_s\}^2 = 2(E\{A_0\} - R\{e^{j\phi} E\{A_1\}\}) / F_s^2 \quad (31)$$

其中 $\phi = 2\pi\tau_c F_s / N$, $A_0 = [|\hat{H}(f)|^2 + |\hat{H}(f + F_s)|^2] / 2 \approx [|\hat{H}(f)|^2] \approx \sum_{l=1}^L |\alpha_l|^2$, $A_1 = [\hat{H}(f + F_s) \hat{H}^*(f)]$. 从而最优定时时刻估计可以表示为

$$\hat{\tau} \triangleq \arg \min_{\tau_c} E\{J'(\tau_c)\} = -\frac{N \angle E\{A_1\}}{2\pi F_s} \quad (32)$$

5 仿真与分析

仿真时采用的 HMM 系统参数为: 子载波个数为 $N = 40$, $\sigma = T/\sqrt{3}F$, 中心频率为 5GHz, 采样周期 $T_s = 10^{-6}$ s, 仿真时采用具有负指数-U 形散射函数的 Rayleigh 衰落信道, 初始时延为 3 个采样点.

图 4 所示为负指数-U 形散射函数的 Rayleigh 衰落信道的信道瞬时平均时延 $\bar{\tau} = \sum_{l=1}^L |\alpha_l|^2 \tau_l / \sum_{l=1}^L |\alpha_l|^2$ 随着采样点变化的情况, 并且 $\tau_{ms}f_d = 0.002$. 由于信道是时变信道, 信道的瞬时平均时延随着采样点不断变

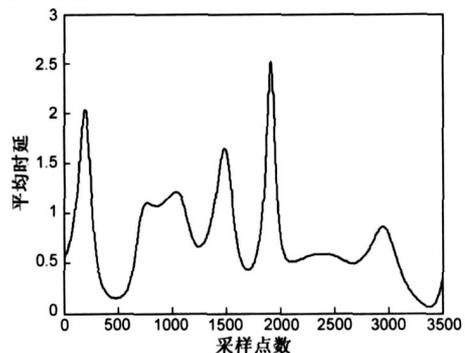


图4 负指数-U型散射函数的Rayleigh衰落信道的信道瞬时平均时延随着采样点数的变化情况, $\tau_{ms}f_d=0.002$

化. 图5 所示为提出算法估计出的信道平均时延随着接收符号数的变化曲线, 可以看出在这种信道条件下, 提出算法能够有效估计出近似最优定时时刻, 其中接收信号具有 3 个采样点的初始时延, 信噪比为 20dB.

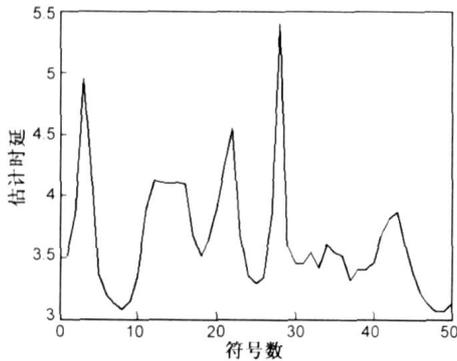


图5 信噪比为20dB时, 提出算法估计的信道瞬时平均时延随着符号数的变化情况

图 6 所示为提出算法在不同 τ_{mfd} 情况下, 信道平均时延估计的均方误差随着信噪比的变化曲线, 图中分别画出了在载波频偏(Carrier Frequency Offset, CFO) 分别为 0Hz、150Hz 和 250Hz 的 MSE 性能曲线. 可以看出, 提出算法受载波频偏影响较小, 具有很强的稳健性. 当 τ_{mfd} 增大时, 估计器的性能会有所下降, 这是因为当 τ_{mfd} 增大时, 信道的双散射性就增强, 导致接收信号的 ISI/ICI 增大, 从而使接收信号在接收信噪比相同时接收信噪比下降, 因此造成算法的性能下降. 另外, 在高信噪比条件下会出现一个平台, 这主要是由两个方面造成的: 一方面、由于 HMM 系统所采用的传输波形为高斯成形脉冲, 高斯脉冲函数具有最优的时频聚集特性但是相互之间并不正交, 所以 HMM 系统在双散射信道条件下向时频网格外的能量辐射最小, 但是也存在一些成形脉冲波形之间固有的干扰, 从而造成高信噪比条件下估计性能的平台; 另一方面、由于双散射信道会造成时频网格间的能量泄露, 时频网格间的能量泄露也会造成估计性能的平台.

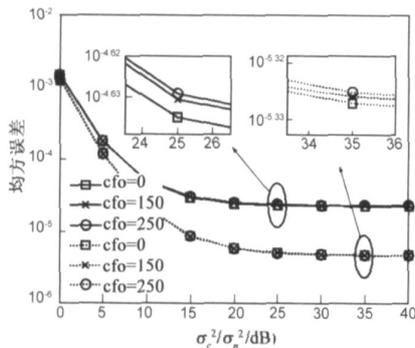


图6 不同情况下, 近似最优定时时刻估计的均方误差随着信噪比的变化曲线, 实线表示 $\tau_{mfd}=0.01$, 虚线表示 $\tau_{mfd}=0.002$

6 结论

本文研究了双散射信道条件下六边形多载波调制系统的最优定时时刻及定时同步算法. 文中以时频平面上任一点处期望信号能量与脉冲间干扰能量以及加性噪声能量的信干噪比为目标函数, 并将目标函数取最大值时的时刻作为 HMM 系统在双散射信道条件下的最优定时时刻, 得到了最优定时时刻的迭代算法, 得出信道平均时延与最优定时时刻误差很小的结论, 并提出一种频域近似最优定时同步算法. 理论分析与计算机仿真结果表明, 在双散射信道条件下与传统的定时时刻相比, 最优定时时刻在信噪比为 30dB 时能够获得 2~ 3dB 的信干噪比增益, 提出定时同步算法在存在载波频偏时估计的均方误差小于 10^{-4} .

附录

对于具有均匀分布的功率延时剖面和多普勒功率谱的双散射信道

$$R_{SN} \approx \frac{\sigma_c^2}{2\sigma_n^2 \tau_{mfd}} \int_0^{\tau_{max}} e^{-\pi(\tau - \Delta t)^2/\sigma} d\tau \int_{-f_d}^{f_d} e^{-\sigma\pi v^2} dv \quad (A1)$$

此时可以求得在 $\Delta t = \tau_{max}/2$ 时取 R_{SN} 得最大值.

对于具有负指数分布的功率延时剖面 and U 型多普勒功率谱的双散射信道

$$R_{SN} = \frac{\sigma_c^2}{\pi \tau_{mfd} E_{IN}} \int_0^{\infty} e^{-\tau/\tau_{ms}} e^{-\frac{\pi}{\sigma}(\tau - \Delta t)^2} d\tau \int_{-f_d}^{f_d} e^{-\sigma\pi v^2} / \sqrt{1 - (v/f_d)^2} dv \approx \frac{\sigma_c^2}{\pi \tau_{mfd} E_{IN}} \int_{-f_d}^{f_d} e^{-\sigma\pi v^2} / \sqrt{1 - (v/f_d)^2} dv \left[\underbrace{e^{-\frac{\sigma}{4\tau_{ms}}(\tau_{max} - \Delta t)^2}}_{a(\Delta t)} \int_0^{\infty} e^{-\frac{\sigma}{4\tau_{ms}}(\tau - \Delta t)^2} d\tau \right]_{b(\Delta t)} \quad (A2)$$

这里

$$b(\Delta t) = \sqrt{\frac{\sigma}{\pi}} \int_{\sqrt{\pi}\sigma}^{\infty} \left[\frac{\sigma}{2\pi\tau_{ms}} - \Delta t \right] e^{-x^2} dx = \frac{\sqrt{\sigma}}{2} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{\pi}{\sigma}} \left(\frac{\sigma}{2\pi\tau_{ms}} - \Delta t \right) \right] \quad (A3)$$

并且

$$a'(\Delta t) = -a(\Delta t) / \tau_{ms} \quad (A4)$$

$$b'(\Delta t) = e^{-\frac{\sigma}{4\tau_{ms}}(\tau_{max} - \Delta t)^2} \quad (A5)$$

最优定时时刻可以通过下式求解

$$a'(\Delta t) b(\Delta t) + b'(\Delta t) a(\Delta t) = 0 \quad (A6)$$

即

$$b(\Delta t) / \tau_{ms} = e^{-\pi(\sigma/(2\pi\tau_{ms}) - \Delta t)^2/\sigma} = \sqrt{\sigma} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\pi}\sigma / (\sigma / (2\pi\tau_{ms}) - \Delta t) \right) / (2\tau_{ms}) \quad (A7)$$

参考文献:

- [1] Haas R and Belfiore J C. A time frequency well localized pulse for multiple carrier transmission[J]. Wireless Personal Communication, 1997, 5(1): 1- 18.
- [2] Kumbasar V, Kucur O. ICI reduction in OFDM systems by using improved sinc power pulse[J]. Digital Signal Processing, 2007, 17: 997- 1006.
- [3] Kozek W, Molisch A F. Nonorthogonal pulses shapes for multicarrier communications in doubly dispersive channels[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1998, 16(8): 1579- 1589.
- [4] Liu K, Kadous T, et al. Orthogonal time frequency signaling over doubly dispersive channels[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2004, 50(11): 2583- 2603.
- [5] Jung P, Wunder G. The WSSUS pulse design problem in multicarrier transmission [J]. IEEE Transactions on Communications, 2007, 55(10): 1918- 1928.
- [6] Das S, Schmitter P. Max SINR ISI/ICI Shaping multicarrier communication over the doubly dispersive channel[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2007, 55(12): 5782- 5795.
- [7] Strohmer T, Beaver S. Optimal OFDM design for time frequency dispersive channels[J]. IEEE Transactions on Communications, 2003, 51(7): 1111- 1122.
- [8] Han F M, Zhang X D. Hexagonal multicarrier modulation: a robust transmission scheme for time frequency dispersive channels [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2007, 55(5): 1955- 1961.
- [9] Mostofi Y, Cox D C. A Robust Timing Synchronization Design in OFDM Systems part: II high mobility cases[J]. IEEE Transactions on Wireless Communication, 2007, 6(12): 4340- 4348.
- [10] Bölcskei H. Blind estimation of symbol timing and carrier frequency offset in wireless OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2001, 49(6): 988- 999.
- [11] 简伟, 沈越泓. 一种 LOFDM 系统定时和频偏的盲估计算法[J]. 电子与信息学报, 2007, 29(6): 1514- 1517.
- Wei J, Shen Y H. Blind estimation of symbol timing and carrier frequency offset in LOFDM systems[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2007, 29(6): 1514- 1517. (in Chinese)
- [12] Athaudage C R N, Jayalath A D S. Delay spread estimation using cyclic prefix in wireless OFDM systems[J]. IEE Proceedings Communications, 2004, 151(6): 559- 566.
- [13] Yucek T, Arslan H. Time dispersion and delay spread estimation for adaptive OFDM systems. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2008, 57(3): 1715- 1722.
- [14] 张贤达, 保铮. 非平稳信号分析与处理[M]. 北京: 国防工业出版社, 1998. 32- 34.
- [15] Bello P A. Characterization of randomly time variant linear channels[J]. IEEE Transactions on Communication System, 1963, 11: 360- 393.

作者简介:



许 魁 男, 1982 年 11 月出生于安徽省蚌埠市。现为解放军理工大学通信工程学院博士生。从事软件无线电、多载波通信系统中同步技术方面的研究工作。

Email: xiancheng_2005@163.com



沈越泓 男, 1959 年 12 月出生于湖北省武汉市。现为解放军理工大学通信工程学院教授、博士生导师, 中国电子学会高级会员。从事数字通信、软件无线电、多载波通信系统等方面的研究工作。获多项军队、省市科技进步奖。在国内外发表学术论文 60 余篇, 出版著作 1 部。

E-mail: chunfeng22259@126.com