

基于信号周期平稳特性的 OFDM 系统时频参数盲估计算法

郭里婷 朱近康

(中国科学技术大学电子工程与信息科学系个人通信与扩频实验室 合肥 230027)

摘要 该文考虑移动通信信道下的 OFDM 系统同步参数估计问题, 通过对接收信号进行采样, 获得具有周期平稳特性的序列, 在此基础上提出一种基于 OFDM 信号周期平稳特性的系统时延和频偏盲估计算法, 并对算法进行时频参数估计范围和误差来源分析。理论分析和仿真结果表明, 该算法不仅适用于频率选择性衰落信道, 而且与同类的方法比较, 具有更大的频偏估计范围和更高的估计精度。

关键词 OFDM, 周期平稳特性, 盲时频参数估计

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)09-1706-04

A Cyclostationarity-Based Blind Algorithm for Estimating Time-Frequency Parameters in OFDM Systems

Guo Li-ting Zhu Jin-kang

(PCN&SS Lab, University of Science and Technology of China, Hefei 230027, China)

Abstract The problem on the time-frequency parameters estimation in the mobile channel is considered in this paper. For this aim, a blind algorithm is proposed, which is based on the cyclostationarity property of the received signal. Theoretical analysis and simulation results are provided to show that this algorithm is suitable for a frequency selective fading channel. When compared with the other method, its ability to estimate a larger frequency offset and higher estimation resolution are shown.

Key words OFDM, Cyclostationarity, Blind time-frequency parameters estimation

1 引言

正交频分复用(OFDM)技术因其很好的抗频率选择性衰落特性和高的频带利用率, 被普遍认为是第四代移动通信系统中不可缺少的技术之一, 但是, OFDM 系统相对于单载波系统而言, 对系统的时频同步要求, 特别是对频率的同步要求更高, 因此, 同步技术是 OFDM 系统的关键技术之一。

基于训练序列或导频的同步技术^[1,2]可以较快地实现系统同步, 但牺牲了系统的传输效率, 所以在对传输效率要求较高的场合, 不使用训练序列和导频, 充分利用信号自身特性进行同步参数盲估计是必要的。文献[3]提出了一种基于信号周期平稳特性的OFDM系统同步参数盲估计算法, 但它只适用于平坦衰落信道。文献[4]提出了一种适用于频率选择性信道的同步参数盲估计算法, 但它要求信道是不变且已知的。文献[5]提出的盲算法虽然适用于频率选择性衰落信道, 但是它的有效频偏估计范围很小, 仅为一个子载波带宽范围, 而且时延和频偏估计的误差比较大。

基于以上各算法存在的问题, 本文首先提出一种新的时频参数盲估计算法, 该算法以移动通信信道为背景建立传输系统模型, 利用接收信号的周期平稳特性, 通过计算接收信号的周期自相关函数和一系列的处理, 获得系统时延和频偏

的估计值; 然后分析算法, 指出本算法可以实现整个 OFDM 系统带宽范围内的频偏估计和二分之一符号长度范围内的时延估计, 同时也分析了本算法在不同信道下的性能差异, 仿真结果表明本算法的时频参数估计精度更高。

本文后续部分安排如下: 第2节简单介绍信号的周期平稳特性; 第3节建立频率选择性衰落信道下 OFDM 系统的传输模型并详细推导本文提出的时频同步参数盲估计算法; 第4节为算法分析, 讨论参数估计的有效范围和算法的误差来源, 并给出相应的仿真结果; 最后是总结。

2 信号的周期平稳特性

通信信号是一种随机信号, 具有平稳特性的信源符号序列, 经过重复编码、调制、波形成型或周期采样后, 都可以呈现周期平稳特性^[6]。然而, 在很多时候, 往往仍把它当成平稳信号来处理, 这实际上丢失了信号很多宝贵的信息, 如果充分利用这些信息, 则可以从新的角度来进行处理, 获得更好的性能, 甚至可以解决仅利用平稳特性而无法解决的问题。

平稳信号的统计特征(如自相关函数)只与延时有关, 与观察时刻无关; 周期平稳信号 $x(n)$ 的统计特征则随观察时刻做周期为 P 的变化, 其定义如下^[6]:

$$R_x(n, \tau) = E[x(n)x^*(n-\tau)] = R_x(n+iP, \tau), \quad i \in Z \quad (1)$$

其中 P 称为循环周期。周期自相关函数 $R_x^k(\tau)$ 是对 $R_x(n, \tau)$ 做关于 n 的傅里叶级数展开的系数: $R_x^k(\tau) = F\{R_x(n, \tau)\}$,

$k=0,1,\dots,P-1$ 称为循环频率; 对 $R_x^k(\tau)$ 做关于 τ 的 Z 变换, 得到 $x(n)$ 在 Z 域的周期谱: $S_x^k(z) = Z\{R_x^k(\tau)\}$, 可见, 当 $k=0$ 时, $S_x^0(z)$ 就是信号的功率谱。利用信号的周期平稳特性进行信号处理, 实际上就是利用信号 $k \neq 0$ 时的谱信息, 即充分利用了信号的信息。如果把周期平稳信号当成平稳信号进行处理, 实质就是仅使用了 $k=0$ 时的谱信息, 丢弃了其它的有用信息。

3 频率选择性衰落信道下的时频同步参数盲估计算法

OFDM系统发送端的等效基带信号 $w(t)$ 可表示为^[3]

$$w(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{l=-\infty}^{+\infty} c_{m,l} g(t-lT) e^{j2\pi m F(t-lT)} \quad (2)$$

其中 $c_{m,l}$ 为第 l 个符号(symbol)第 m 个子载波上的复数值, $T=P \cdot T_{\text{sample}}$ 为每个OFDM symbol的持续时间, $T_g=L T_{\text{sample}}$ 为每个OFDM symbol循环前缀的持续时间, $T_u=M T_{\text{sample}}$ 为每个OFDM symbol未包含循环前缀的持续时间, $T=T_g+T_u$, T_{sample} 为OFDM系统的样点(sample)周期, $1/T_{\text{sample}}$ 是样点速率, 也是OFDM系统带宽, M 为OFDM系统的子载波数, $F=1/T_u$ 为相邻子载波的频率间隔。 $g(t)$ 为系统成型滤波器, 一般采用具有滚降特性的升余弦函数以减小各子载波旁瓣。

变化和多径是移动通信信道的两个重要特征, 它可以用频率选择性衰落信道来表征, 发送信号经过该信道后, 接收端的等效基带信号如下^[7]:

$$\begin{aligned} x(t) &= e^{j2\pi f_e t} \sum_{i=1}^D u_i(t) w(t-t_i-t_e) + v(t) \\ &= e^{j2\pi f_e t} \sum_{i=1}^D u_i(t) \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{l=-\infty}^{+\infty} c_{m,l} g(t-lT-t_i-t_e) e^{j2\pi m F(t-lT-t_i-t_e)} \\ &\quad + v(t) \end{aligned} \quad (3)$$

其中 f_e , t_e 分别表示系统频偏和传输时延, D 表示信道的传输路径总数, $u_i(t)$ 表示第 i 径的时变衰落因子, t_i 表示信道的第 i 径相对于 t_e 的时延(即 $t_i=0$), 不妨假设, $t_D > t_{D-1} > \dots > t_1$; $v(t)$ 为信道的加性噪声。在式(2), 式(3)中, 不失一般性假设: $c_{m,l}$ 是零均值独立同分布(i.i.d)随机序列, 即 $E[c_{m_1,l_1}, c_{m_2,l_2}^*] = \sigma_c^2 \delta(m_1-m_2) \delta(l_1-l_2)$, σ_c^2 为方差; $v(t)$ 是平稳零均值高斯白噪声且与 $w(t)$ 无关, $R_v(\tau) = \sigma_v^2 \delta(\tau)$, σ_v^2 为方差; 信道是零均值广义平稳非相关散射的(WSSUS), 即 $u_i(t)$ 满足以下关系: $E\{u_i(t)\} = 0$, $R_{u_i}(t, \tau) = E\{u_i(t) u_i^*(t-\tau)\} = R_{u_i}(\tau)$, $R_{u_i u_j}(\tau) = R_{u_i}(\tau) \delta(i-j)$; 信道各径衰落 $u_i(t)$, 发送信号 $w(t)$ 和噪声 $v(t)$ 三者之间互相独立。

首先对式(3)的接收信号 $x(t)$ 进行 Q 倍于($Q \geq 1$)OFDM样点速率的抽样, 即令 $t=nT_{\text{sample}}/Q = nT/PQ$, 得接收序列为

$$\begin{aligned} x(n) &= e^{j\frac{2\pi f_e n T}{PQ}} \sum_{i=1}^D u_i(n) \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{l=-\infty}^{+\infty} c_{m,l} g(n-lPQ-n_i-n_e) \\ &\quad \cdot e^{j\frac{2\pi m}{MQ}(n-lPQ-n_i-n_e)} + v(n) \end{aligned} \quad (4)$$

其中 $n_e = \lfloor t_e PQ/T \rfloor$, $n_i = \lfloor t_i PQ/T \rfloor$, $x(n) = x(t)|_{t=nT/PQ}$,

$$g(n) = g(t)|_{t=nT/PQ}, \quad u_i(n) = u_i(t)|_{t=nT/PQ}, \quad v(n) = v(t)|_{t=nT/PQ}.$$

由式(4)计算 $x(n)$ 的时变自相关函数 $R_x(n, \tau)$, 推导中利用了关于信道、信号和噪声特性的假设, 其中第3个等号利用了 $u_i(n)$, $w(n)$ 和 $v(n)$ 三者均为零均值, 且两两之间互相独立这个关系, 第4个等号利用了信道是WSSUS的, $c_{m,l}$ 是零均值i.i.d分布的特性。

$$\begin{aligned} R_x(n, \tau) &= E\{x(n)x^*(n-\tau)\} \\ &= E\left\{ e^{j\frac{2\pi f_e n T}{PQ}} \sum_{i=1}^D u_i(n) \sum_{m_1=0}^{M-1} \sum_{l_1=-\infty}^{+\infty} c_{m_1,l_1} g(n-l_1PQ-n_i-n_e) \right. \\ &\quad \cdot e^{j\frac{2\pi m_1}{MQ}(n-l_1PQ-n_i-n_e)} + v(n) \left. \right\} \cdot \left[e^{-j\frac{2\pi f_e (n-\tau) T}{PQ}} \sum_{j=1}^D u_j^*(n-\tau) \right. \\ &\quad \cdot \sum_{m_2=0}^{M-1} \sum_{l_2=-\infty}^{+\infty} c_{m_2,l_2}^* g^*(n-\tau-l_2PQ-n_j-n_e) \\ &\quad \cdot e^{-j\frac{2\pi m_2}{MQ}(n-\tau-l_2PQ-n_j-n_e)} + v^*(n-\tau) \left. \right\} \\ &= e^{j\frac{2\pi f_e \tau T}{PQ}} \sum_{i=1}^D \sum_{j=1}^D E\{u_i(n) u_j^*(n-\tau)\} \\ &\quad \cdot \sum_{m_1=0}^{M-1} \sum_{l_1=-\infty}^{+\infty} \sum_{m_2=0}^{M-1} \sum_{l_2=-\infty}^{+\infty} E\{c_{m_1,l_1} c_{m_2,l_2}^*\} \cdot g(n-l_1PQ-n_i-n_e) \\ &\quad \cdot g^*(n-\tau-l_2PQ-n_j-n_e) e^{j\frac{2\pi m_1}{MQ}(n-l_1PQ-n_i-n_e)} \\ &\quad \cdot e^{-j\frac{2\pi m_2}{MQ}(n-\tau-l_2PQ-n_j-n_e)} + \sigma_v^2 \delta(\tau) \\ &= e^{j\frac{2\pi f_e \tau T}{PQ}} \sigma_c^2 \sum_{i=1}^D R_{u_i}(\tau) \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{l=-\infty}^{+\infty} g(n-lPQ-n_i-n_e) \\ &\quad \cdot g^*(n-\tau-lPQ-n_i-n_e) e^{j\frac{2\pi m \tau}{MQ}} + \sigma_v^2 \delta(\tau) \end{aligned} \quad (5)$$

容易证明 $R_x(n, \tau)$ 满足 $R_x(n+l_1PQ, \tau) = R_x(n, \tau)$, $l_1 \in \mathbb{Z}$, 该式满足式(1)关于周期平稳信号的定义, 说明接收序列 $x(n)$ 具有周期平稳特性, 其循环周期为 PQ 。

现在求 $R_x(n, \tau)$ 的关于 n 的傅里叶级数展开的系数, 得 $x(n)$ 的周期自相关函数 $R_x^k(\tau)$ (计算时利用了傅里叶级数的时移性质), 其中 $k=0,1,\dots,PQ-1$ 为循环频率。

$$\begin{aligned} R_x^k(\tau) &= F\{R_x(n, \tau)\} \\ &= e^{j\frac{2\pi f_e \tau T}{PQ}} \sigma_c^2 \sum_{i=1}^D R_{u_i}(\tau) \sum_{m=0}^{M-1} e^{j\frac{2\pi m \tau}{MQ}} F\left\{ \sum_{l=-\infty}^{+\infty} g(n-lPQ-n_i-n_e) \right. \\ &\quad \cdot g^*(n-\tau-lPQ-n_i-n_e) \left. \right\} + F\{\sigma_v^2 \delta(\tau)\} \\ &= e^{j\frac{2\pi f_e \tau T}{PQ}} e^{-j\frac{2\pi k n_e}{PQ}} \sum_{i=1}^D R_{u_i}(\tau) e^{-j\frac{2\pi k n_i}{PQ}} \left\{ \sigma_c^2 \sum_{m=0}^{M-1} e^{j\frac{2\pi m \tau}{MQ}} \frac{1}{PQ} \right. \\ &\quad \cdot \sum_{n=0}^{PQ-1} g(n) g^*(n-\tau) e^{-j\frac{2\pi k n}{PQ}} \left. \right\} + \sigma_v^2 \delta(\tau) \delta(k) \end{aligned} \quad (6)$$

式(6)中, 记 $U^k(\tau) = \sum_{i=1}^D R_{u_i}(\tau) e^{-j\frac{2\pi k n_i}{PQ}}$, $\Gamma(\tau) = \sigma_c^2 \sum_{m=0}^{M-1} e^{j\frac{2\pi m \tau}{MQ}}$,

$G^k(\tau) = \frac{1}{PQ} \sum_{n=0}^{PQ-1} g(n)g^*(n-\tau)e^{-j\frac{2\pi kn}{PQ}}$ 。显然 $G^k(\tau)$ 是周期信号 $\sum_{l=-\infty}^{+\infty} g(n-lPQ)g^*(n-lPQ-\tau)$ 的傅里叶级数展开系数。在式(6)中取 $k \neq 0$ 的 k 值, 使得 $\sigma_v^2 \delta(\tau) \delta(k) = 0$ 以消除信道噪声的影响, 最后式(6)可表示成:

$$A^k(\tau) = R_x^k(\tau) / [U^k(\tau)\Gamma(\tau)G^k(\tau)] = e^{j\frac{2\pi f_e \tau T}{PQ}} e^{-j\frac{2\pi kn_e}{PQ}} \quad (7)$$

由式(7)可获得用于估计系统时延和频偏的表达式: $\arg[x]$ 表示求 x 的幅角

$$n_e = -\frac{PQ}{2\pi k} \arg[A^k(\tau)] \Rightarrow t_e = -\frac{T}{2\pi k} \arg[A^k(\tau)], \quad \tau = 0 \quad (8)$$

$$f_e = \frac{PQ}{2\pi \tau T} \arg \left[A^k(\tau) e^{j\frac{2\pi kn_e}{PQ}} \right], \quad \tau \neq 0 \quad (9)$$

式(9)中的 n_e 来自式(8)的估计结果。算法实现时, 式(7)中的 $R_x^k(\tau)$ 可由 $x(n)$ 求得其估计值 $\tilde{R}_x^k(\tau)$, 文献[6]给出了周期自相关函数的估计公式, 用于本算法则为(N 表示使用的OFDM符号数)

$$\tilde{R}_x^k(\tau) = \frac{1}{NPQ} \sum_{n=0}^{NPQ-1} x(n)x^*(n-\tau)e^{-j2\pi kn/PQ} \quad (10)$$

4 算法分析和仿真结果

4.1 参数估计范围和复杂度分析

式(8), 式(9)都是通过求复数的幅角获得相应参数的估计值。由于 \arg 函数值域的限制, 只有在某个有效范围内的时延和频偏才能被正确的估计; 否则将产生模糊, 于是, 由式(8)得

$$|2\pi kn_e / PQ| \leq \pi \Rightarrow |n_e| \leq \frac{PQ}{2k} \Rightarrow |t_e| \leq \frac{T}{2k} \quad (11)$$

由式(9)得

$$|2\pi T f_e \tau / PQ| \leq \pi \Rightarrow |f_e| \leq \frac{PQ}{2T|\tau|} = \frac{Q}{2T_{\text{sample}}|\tau|} \quad (12)$$

由式(11)可知, 越小的 k ($k=0$ 除外), 可估计的时延范围越大, 当 $k=1$ 时, 可估计的时延范围最大, 为OFDM一个符号持续时间 T 的一半; 由式(12)可知, 越小的 $|\tau|$ ($\tau=0$ 除外), 可估计的频偏范围越大。根据式(7)可得, 要利用式(8), 式(9)进行参数估计, 在所使用的某个 k 和 τ 处, $U^k(\tau)$, $\Gamma(\tau)$ 和 $G^k(\tau)$ 均应该为非零值, 分析这 3 个函数的表达式可得, 当 $k=1$, $\tau=1$ 和 $Q=2$ 时, 它们均有非零值, 所以算法的可估计频偏范围为整个OFDM系统带宽 ($1/T_{\text{sample}}$)。然而, 文献[5]则是需要在 $\tau=M$ 时才能实现参数估计, 使其频偏估计范围大大减小。通过分析, 本算法的频偏估计范围是文献[5]的 2M倍, M 为系统子载波数。此外, 比较本文的式(6)和文献[5]的式(5)可得, 文献[5]丢弃信道的各径时延信息, 而本文则充分使用

了该信息, 它将使得本文的算法精度更高。

使用式(7)时, 根据 $U^k(\tau)$ 的表达式可知, 它与信道参数有关, 包括信道每一径的时延 n_i 和各径的自相关函数 $R_{u_i}(\tau)$ ($i=1, 2, \dots, D$)。如前所述, 为了增大可估计的 t_e 和 f_e 范围, 一般使用 $k=1$, $\tau=0$ 进行 t_e 的估计, 使用 $k=1$, $\tau=1$ 进行 f_e 的估计, 因此此时仅需计算 $U^k(0)$ 和 $U^k(1)$, 它们由 $R_{u_i}(0)$ 和 $R_{u_i}(1)$ 以及 n_i 分别求得。由于在高速的OFDM系统中, 每个样点的持续时间很小, 一般是微秒数量级或更小, 所以 $R_{u_i}(1) \approx R_{u_i}(0)$, 而 $R_{u_i}(0)$ 表示信道每一径的功率。因此, 如果利用初始的训练序列估计出信道每径的功率和各径时延, 就可以使用本算法估计 t_e 和 f_e 。

利用式(8)和式(9)进行参数估计时, 关键是利用式(7)求得 $A^k(\tau)$, 其中 $R_x^k(\tau)$ 需要 $2N \cdot P \cdot Q + 1$ 次复数乘法, $N \cdot P \cdot Q - 1$ 次复数加法求得; $U^k(\tau)$ 需要 D 次复数乘法和 $D-1$ 复数加法求得; $\Gamma(\tau)$ 需要 $M-1$ 次复数加法求得, 而 $G^k(\tau)$ 则需要 $2P \cdot Q + 1$ 次复数乘法, $P \cdot Q - 1$ 次复数加法。

4.2 本算法参数估计的误差来源分析

本算法的一个误差来源: 式(10)只有在使用的 OFDM 符号数 N 趋于无穷大时才与它的真实值相同, 当有限的 N 计算得到的 $\tilde{R}_x^k(\tau)$ 用于式(7), 式(8)和式(9)进行参数估计时, 就会给估计结果带来误差。另一个误差来源则是来自式(5), 该式的最后两个等式利用了信道、信号与噪声互相独立、信道各径衰落是零均值且互相独立这些条件, 然而它是统计意义上的, 也就是说, 这些等式是在使用的 OFDM 符号数 N 趋于无穷大时才是完美的, 算术平均才能等价于统计平均。有限的 N , 实际上导致了式(5)的最后两个等号只能是约等号, 这些都是算法的误差来源。因此, N 的有限是参数估计误差的根源, 它导致了 $R_x^k(\tau)$ 的估计误差, 也造成了信道各径之间、信道与信号之间不完全独立而是有一定的干扰。

然而具体实现算法时, 只能使用有限的 N , 当算法使用固定的 N , 系统的信道路径数 D 和多普勒频移 f_d 不同时, 上述各种干扰的大小将不同, 获得的估计性能也是不同的。就路径数 D 而言, D 越大, 引入的干扰越多, 比如只有两径时, 仅存在这两径之间的干扰以及这两径分别与信号之间的干扰, 如果 3 径, 则 1, 2 和 1, 3 和 2, 3 径的干扰以及各径分别与信号的干扰都引入了, 依次类推, 干扰越多, 算法的估计准确度越低。就多普勒频移 f_d 而言, 由于 f_d 反映了信道变化的快慢程度, f_d 越大说明信道变化越快, 反之亦然, 于是如果信道的 f_d 较大, 在 N 个符号的持续时间内, 更有可能历经信道各径所有的随机值, 即时间平均更接近于统计平均值, 从而算法的估计准确度更高; 反之, 如果 f_d 较小, 则估计准确度较低。以上推理将在仿真结果中得到验证。

4.3 仿真结果与分析

用 $I=100$ 次的 Monto Carlo 试验验证上文中的理论分析, 获得本算法的估计性能。OFDM 系统参数: $M=128$, $P=144$, 样点速率为 1Mbaud, 每个样点的持续时间为 $1 \mu\text{s}$, 一个

OFDM符号的持续时间 $T=144\mu\text{s}$ ，数据是i.i.d的QPSK符号，均值为零，方差为 $\sigma_c^2=1$ ； $g(n)$ 使用滚降系数为0.65的升余弦滤波器，分别考察算法在不同路径数 D 和不同多普勒频移 f_d 信道下的性能。SNR定义为 $10\lg(\text{发送信号功率}/\text{噪声功率})$ 。使用 $Q=2$ 。性能指标用均方误差(MSE)，频偏为： $(1/D)\sum_{i=1}^D(\tilde{f}_e^{(i)}-f_e)^2$ ，时延为： $(1/1P^2Q^2)\sum_{i=1}^D(\tilde{n}_e^{(i)}-n_e)^2$ ， f_e ， n_e 为真实值， $\tilde{f}_e^{(i)}$ ， $\tilde{n}_e^{(i)}$ 为第 i 次仿真的估计值。

各种性能示意如图1~图4。图中使用的OFDM符号数 N 相同，考察的系统频偏为0.1个OFDM系统带宽，时延 t_e 为 $21\mu\text{s}$ 。图1和图2考察相同路径数 D ，不同多普勒频移 f_d 环境下的估计性能。可见，本算法当 f_d 较大时，性能较好；反之，则较差。图3和图4考察相同多普勒频移 f_d ，不同路径数 D 环境下的估计性能。可见，本算法当 D 较小时，性

能较好；反之，则较差。以上的仿真结果验证了本文4.2节关于算法误差来源分析的结论，也显示了本算法估计精度高于文献[5]的方法。

5 结束语

本文提出一种基于信号周期平稳特性的适用于频率选择性衰落信道环境的OFDM系统时频参数盲估计算法。该算法不需要导频，通过对接收信号进行抽样，获得具有周期平稳特性的序列，然后计算该序列的周期自相关函数，并利用系统的一些已知信息和参数，包括成型滤波器和系统子载波数 M 等，以及信道的每径功率和每径时延，最后通过求复数相角的方法获得系统时延和频偏的估计值。本文还分析了算法的有效估计范围和误差来源，最后的仿真结果验证了以上的分析结果，而且表明本算法具有更高的估计精度。

参考文献

- [1] Schmidl T M, Cox D C. Robust frequency and timing synchronization for OFDM. *IEEE Trans. on Communications*, 1997, 45(12): 1613-1621.
- [2] Coulson A J. Maximum likelihood synchronization for OFDM using a pilot symbol: Algorithms. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2001, 19(12): 2486-2494.
- [3] Bolcskei H. Blind estimation of symbol timing and carrier frequency offset in wireless OFDM systems. *IEEE Trans. on Communications*, 2001, 49(6): 988-996.
- [4] Wang Liang, Shan Xiuming, Ren Yong. A new synchronization algorithm for OFDM systems in multipath environment. 8th International Conference on Communication Systems, Singapore, 2002, vol.1: 255-259.
- [5] Park B, Cheon H, Ko E. A blind OFDM synchronization algorithm based on cyclic correlation. *IEEE Signal Processing Letters*, 2004, 11(2): 83-85.
- [6] Gardner W A. Exploitation of spectral redundancy in cyclostationary signals. *IEEE Signal Processing Magazine*, 1991, 4: 14-36.
- [7] Proakis J G. *Digital Communications*, 3rd, New York: McGraw-Hill, 1995, Chap.1.

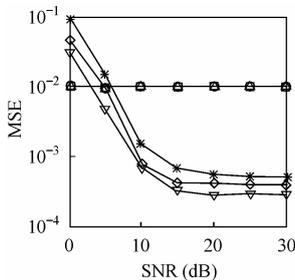


图1 $D=3$ 时频偏估计性能图
Fig.1 MSE for frequency offset estimator when $D=3$

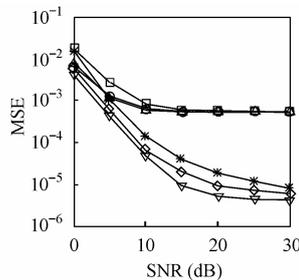


图2 $D=3$ 时时延估计性能图
Fig.2 MSE for timing estimator when $D=3$

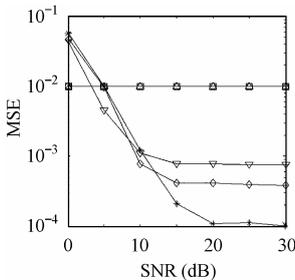


图3 $f_d=100\text{Hz}$ 时频偏估计性能图
Fig. 3 MSE for frequency offset estimator when $f_d=100\text{Hz}$

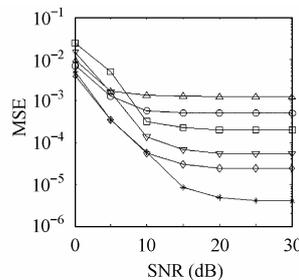


图4 $f_d=100\text{Hz}$ 时时延估计性能图
Fig. 4 MSE for timing estimator when $f_d=100\text{Hz}$

郭里婷：女，1976年生，博士生，讲师，研究方向为无线通信中的新技术方法和通信中的信号处理技术。
朱近康：男，1943年生，教授，博士生导师，主要研究方向为移动通信与无线通信、扩频通信、通信中的信号处理。