

# 基于 OFDM 信号周期平稳特性的盲信道估计算法

郭里婷 朱近康

(中国科学技术大学个人通信与扩频实验室 合肥 230027)

**摘要** 该文提出一种基于信号周期平稳特性的盲信道估计算法,用于频率选择性衰落环境下的正交频分复用 (OFDM) 系统。该算法利用 OFDM 信号本身具有的周期平稳特性以及其周期自相关函数值的能量分布规律,确定信道阶数,并通过确定信道零点的方法间接获得信道冲激响应。理论和仿真结果表明,与其它的盲信道估计算法相比,该算法不仅可以较准确地获得信道阶数,而且降低了信道估计的均方误差。

**关键词** OFDM, 周期平稳特性, 盲信道估计

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)02-0198-05

## A Cyclostationarity-Based Approach to Blind Channel Identification for an OFDM System

Guo Li-ting Zhu Jin-kang

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

**Abstract** An approach, which exploits the cyclostationarity of the received signal, to blind channel identification for an OFDM system in frequency selective channel is presented in this paper. First, by utilizing the power distribution of the cyclic autocorrelation function of the received signal, the order of the channel is achieved. Then, the estimated channel is got by identifying its zeros. Finally, simulation results are provided to show that it is superior to the other algorithms.

**Key words** OFDM, Cyclostationarity, Blind channel identification

### 1 引言

提高信息传输可靠性的关键之一是准确地进行信道估计和均衡。基于导频的信道估计以牺牲传输效率为代价获得高的估计性能和适应快变信道的能力,因此,在慢变信道并且重视效率的场合,不需要导频的信道盲估计方法受到了欢迎。

最早的信道盲估计方法是基于信号高阶累量的,它需要较长的接收序列才能收敛,特别是在信噪比较低的情况下<sup>[1]</sup>。1991年, Gardner 在文献[2]中,系统地讨论了通信信号的周期平稳特性以及该特性在通信系统中的应用——信道估计、时间和频率同步、调制方式识别、信号提取与分离等。文献[3, 4]也说明了信道输出序列的周期谱包含了非最小相位信道的足够信息,利用它可以实现信道估计。

在 OFDM 系统中,为消除 ISI 而加入的循环前缀,使得 OFDM 信号具有周期平稳特性。文献[5]提出一种基于 OFDM 信号周期平稳特性的盲信道估计方法,但它存在以下不足:必须已知信道的阶数,此外,它必须假设信道冲激响应是某个方阵的特征矢量,通过特征值分解,获得该矢量,把它作为信道冲激响应的估计值,其仿真结果显示,这种方法的信道估计 MSE 较大。

本文提出一种新的基于 OFDM 信号周期平稳特性的盲

信道估计算法,利用接收信号周期自相关函数的能量分布规律,先确定出信道阶数,然后通过确定信道的零点间接获得信道冲激响应。本算法对信道冲激响应没有特殊的要求,而且信道估计的 MSE 更小。

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并描述系统模型,讨论本算法的理论依据;第3节为算法描述,介绍算法各部分的实现;第4节为算法分析,讨论算法的误差来源和循环频率  $k$  值的选择;第5节为仿真结果及分析;最后给出总结。

### 2 信号的周期平稳特性及系统模型

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<sup>[2]</sup>。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,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<sup>[2]</sup>:

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

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:  $R_x^k(\tau) = F\{R_x(n, \tau)\}$ ,  $k=0, 1, \dots, P-1$  称为循环频率;对  $R_x^k(\tau)$  做关于  $\tau$  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, 实际上就是利用了信号在  $k=0$  和  $k \neq 0$  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, 丢弃其它的有用信息。

OFDM 系统发送端, IDFT 并加循环前缀(CP)后, 第  $i$  个符号(Symbol)第  $p$  个样点(Sample)为<sup>[5]</sup>

$$w_p(i) = w(iP + p) = \frac{\sqrt{M}}{M} \sum_{m=0}^{M-1} s_m(i) e^{j\frac{2\pi}{M}m(p-L)} \quad (1)$$

其中  $s(n)$  是二进制 i.i.d 信源经  $M$ -ary 星座图映射后的序列, 其均值为 0, 方差为  $\sigma_s^2$ ,  $s_m(i) = s(iM + m)$ ,  $i \in (-\infty, +\infty)$ ,  $m \in [0, M-1]$ ,  $p \in [0, P-1]$ ,  $\sqrt{M}$  是功率补偿, 保证 IDFT 前后的信号功率相同。  $M$ ,  $L$ ,  $P$  分别是 OFDM 系统的子载波数, CP 长度和一个符号的长度。

由于 IDFT 是正交变换, 所以如果变换前各值之间互相独立, 则变换后仍互相独立, 于是, 第  $i$  个 Symbol 中的第  $p$  个 Sample 仅与它本身相关; 加入 CP 后, 由于 CP 是符号末尾  $L$  个 Samples 的重复, 所以第  $i$  个 Symbol 中的前  $L$  个 Samples 与该符号末尾的  $L$  个 Samples 的对应位置也是相关的, 除此之外, 其它样点间仍是互相独立的。以上特点可以用  $w(n)$  的时变自相关函数表示为

$$\begin{aligned} R_{ww}(iP + p, q) &= E[w_p(i)w_{p+q}^*(i)] \\ &= \sigma_s^2 \delta(q) [u(p) - u(p - (P-1))] \\ &\quad + \sigma_s^2 \delta(q - M) [u(p) - u(p - (P - M - 1))] \\ &\quad + \sigma_s^2 \delta(q + M) [u(p - M) - u(p - (P - 1))] \end{aligned} \quad (2)$$

其中,  $u(p)$  是单位阶跃函数。显然,  $R_{ww}(p + iP, q) = R_{ww}(p, q)$ , 即 OFDM 系统信道输入序列  $w(n)$  是周期平稳的, 周期为  $P$ 。

无线移动信道可以等效为阶数为  $L_h$  的 FIR 滤波器  $h(n)$ 。信号传输模型为

$$x(n) = \sum_{l=0}^{L_h} h(l)w(n-l) + v(n) \quad (3)$$

其中  $w(n)$ ,  $x(n)$  分别为信道的输入、输出序列,  $v(n)$  为独立于  $w(n)$  的平稳高斯白噪声。

由式(3), 并根据时变自相关函数的定义, 可以求得  $x(n)$  的时变自相关函数:

$$\begin{aligned} R_{xx}(p, \tau) &= E \left\{ \sum_{l=0}^{L_h} \sum_{j=0}^{L_h} h(l)w(p-l)h^*(j)w^*(p+\tau-j) \right\} + R_{vv}(\tau) \\ &\stackrel{\text{令 } l-j=i}{=} E \left\{ \sum_{l=0}^{L_h} \sum_{i=-L_h}^{L_h} h(l)w(p-l)h^*(l-i)w^*(p+\tau+i-l) \right\} + R_{vv}(\tau) \\ &\stackrel{\text{令 } \tau+i=q}{=} E \left\{ \sum_{l=0}^{L_h} \sum_{q=-\infty}^{+\infty} h(l)w(p-l)h^*(l+\tau-q)w^*(p-l+q) \right\} + R_{vv}(\tau) \\ &= \sum_{l=0}^{L_h} \sum_{q=-\infty}^{+\infty} h(l)h^*(l+\tau-q)R_{ww}(p-l, q) + R_{vv}(\tau) \end{aligned} \quad (4)$$

其中  $R_{ww}(p-l, q)$  是输入序列的时变自相关函数,

$R_{vv}(\tau) = \sigma_v^2 \delta(\tau)$  为信道平稳白噪声的自相关函数。

因为前面指出,  $R_{ww}(p+iP, q) = R_{ww}(p, q)$ , 所以式(4)满足:  $R_{xx}(p+iP, q) = R_{xx}(p, q)$ , 即在信道不变期间, 信道输出序列  $x(n)$  仍是周期平稳的, 且周期  $P$  不变。

对式(2)做关于  $p$  的傅里叶级数展开, 可以求得  $w(n)$  的周期自相关函数  $R_{ww}^k(q)$ :

$$R_{ww}^k(q) = \left( \sigma_s^2 / P \right) \left[ \left[ P \delta(q) \delta(k) + \delta(q-M) E_1(k) + \delta(q+M) E_2(k) \right] \right] \quad (5)$$

其中

$$k \in [0, P-1], \quad E_2(k) = E_1(k) e^{-j2\pi Mk/P},$$

$$E_1(k) = e^{-j\frac{\pi}{P}k} \frac{\sin(\pi k L / P)}{\sin(\pi k / P)} \quad (6)$$

对式(4)做关于  $p$  的傅里叶级数展开, 可以求得  $x(n)$  的周期自相关函数  $R_{xx}^k(\tau)$ <sup>[5]</sup>:

$$R_{xx}^k(\tau) = \sum_{l=0}^{L_h} \sum_{q=-M}^M h(l)h^*(l+\tau-q)R_{ww}^k(q) e^{-j\frac{2\pi}{P}kl} + R_{vv}(\tau)\delta(k) \quad (7)$$

对  $k \neq 0$  时的  $R_{xx}^k(\tau)$  做关于  $\tau$  的  $Z$  变换, 求得  $x(n)$  在  $Z$  域上的周期谱:

$$S_{xx}^k(z) = \sum_{\tau=-(M+L_h)}^{M+L_h} R_{xx}^k(\tau) z^{-\tau} = H^*(z^*) H(z^{-1} e^{j2\pi k/P}) S_{ww}^k(z) \quad (8)$$

其中  $S_{ww}^k(z)$  是  $w(n)$  在  $Z$  域上的周期谱:

$$S_{ww}^k(z) = \sum_{q=-M}^M R_{ww}^k(q) z^{-q} \quad (9)$$

$R_{xx}^k(\tau)$  可由接收序列  $x(n)$  进行估计获得,  $N$  是用于估计的接收 OFDM 符号数<sup>[2]</sup>:

$$\tilde{R}_{xx}^k(\tau) = \frac{1}{NP} \sum_{n=0}^{NP-|\tau|-1} x(n)x^*(n+\tau) e^{-j2\pi k n/P} \quad (10)$$

式(8)是 OFDM 系统输入信号周期谱、输出信号周期谱与信道频率响应的关系, 同时说明,  $S_{xx}^k(z)$  零点由  $H^*(z^*)$ ,  $H(z^{-1} e^{j2\pi k/P})$  与  $S_{ww}^k(z)$  各自零点构成, 它是本算法的依据。

### 3 算法描述

#### 3.1 信道阶数 $L_h$ 的确定

许多文献<sup>[3-5]</sup>进行信道估计时, 都假设信道阶数已知, 实际上, 该参数一般只能在接收端确定。由式(7)得,  $R_{xx}^k(\tau)$  仅在以下区间有非零值: 当  $k=0$  时, 在  $[-(M+L_h), L_h-M]$ ,  $[-L_h, L_h]$  和  $[M-L_h, M+L_h]$  有非零值; 当  $k \neq 0$  时, 在  $[-(M+L_h), L_h-M]$  和  $[M-L_h, M+L_h]$  有非零值。

如果信道不存在噪声, 且  $R_{xx}^k(\tau)$  的估计不存在误差, 则在  $M$  已知的前提下, 以上任意一个非零区间的长度都可以用来确定  $L_h$ 。然而, 由于噪声和  $R_{xx}^k(\tau)$  估计误差的客观存在, 使得原来零区间上出现较小的非零值波动。于是, 为了更清晰地区分出原来的非零区间与零区间, 必须选择非零值能量最大的区间进行处理以可靠地获得  $L_h$ 。由式(5), 式(6)得以下关系:

$$\begin{aligned} |R_{\text{ww}}^0(0)| &= (P/L) |R_{\text{ww}}^0(\pm M)| \\ |R_{\text{ww}}^0(\pm M)| &= \left( L / \frac{\sin(\pi k L / P)}{\sin(\pi k / P)} \right) |R_{\text{ww}}^{k \neq 0}(\pm M)| \end{aligned}$$

在 OFDM 系统中,  $P \approx 9L$ , 于是有:  $|R_{\text{ww}}^0(0)| > |R_{\text{ww}}^0(\pm M)| > |R_{\text{ww}}^{k \neq 0}(\pm M)|$ , 所以根据式(7)得:  $\tilde{R}_{\text{xx}}^{k=0}(\tau)$  在  $[-L, L]$  上能量最大, 适合用来估计  $L_h$ 。图 1 是估计  $L_h$  的流程图, 其依据是: 仿真表明, 在  $[-L_h, L_h]$  上集中了  $\tilde{R}_{\text{xx}}^{k=0}(\tau)$  在  $[-L, L]$  上的大部分的能量(99.95~99.96%), 而在  $[-L, -(L_h+1)]$  和  $[L_h+1, L]$  上主要是噪声能量, 而且  $\text{POW}_i$  总是递增的, 故  $\text{Rate}_i$  也是递增的, 所以设置一个门限  $V_{\text{set}}$ , 当第一个大于等于  $V_{\text{set}}$  的  $\text{Rate}_i$  出现时, 其对应的  $\tau_i$  就作为  $L_h$  的估计值。  $V_{\text{set}}$  取上述的 0.9995~0.9996, 如前所述, 由于  $\tilde{R}_{\text{xx}}^{k=0}(\tau)$  在  $[-L, L]$  上能量最大, 受噪声的影响很小, 所以该门限无需根据系统信噪比调整。此外, 考虑到  $\tilde{R}_{\text{xx}}^{k=0}(\tau)$  是关于  $\tau=0$  对称, 所以只对  $\tilde{R}_{\text{xx}}^{k=0}(\tau)$  在  $[0, L]$  区间上的值进行处理。

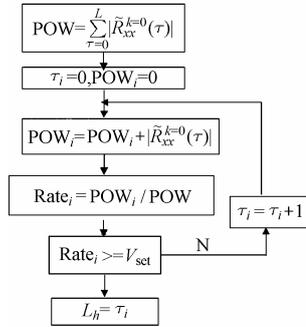


图 1 估计  $L_h$  的流程图

### 3.2 信道零点的确定

如果信道零点满足 Tong 提出的信道有唯一解的充要条件<sup>[3]</sup>: 信道零点不以  $2\pi/P$  为间隔均匀分布在一个圆周上, 则由式(8)可得: 对于某个循环频率  $k \neq 0$ , 从  $S_{\text{xx}}^k(z)$  零点中去除属于  $S_{\text{ww}}^k(z)$  的零点后, 剩下的是  $H^*(z^*)$  与  $H(z^{-1}e^{j2\pi k/P})$  的零点; 某个  $k$  剩下的零点中, 有  $L_h$  个零点与另一个  $k$  剩下的零点中的  $L_h$  个零点分别相同, 这些相同零点就是  $H^*(z^*)$  的零点, 它们的共轭就是  $H(z)$  的零点。根据式(5), 式(6)很容易求得不同  $k$  值对应的  $S_{\text{xx}}^k(z)$  的零点: 它们都是  $2M$  个, 且都是以  $\pi/M$  为间隔均匀分布在单位圆上, 只是初相不同。

由于噪声及  $\tilde{R}_{\text{xx}}^k(\tau)$  估计误差的存在, 使得  $\tilde{S}_{\text{xx}}^k(z)$  零点中属于  $\tilde{S}_{\text{ww}}^k(z)$  的零点不会均匀地分布在单位圆上, 而是分布在单位圆附近, 去除这些零点后, 某个循环频率 ( $k_1$ ) 剩下零点中, 也不会有  $L_h$  个零点与另一个循环频率 ( $k_2$ ) 剩下的零点中的  $L_h$  个零点分别相同, 而是有一些差别, 但总是比较接近的, 因此, 可以通过搜索最接近的  $L_h$  组来自不同  $k$  的零点, 然后对这些零点组分别取平均, 作为  $H^*(z^*)$  的零点的估计。为了增加估计的准确程度, 可以使用更多的  $k$  值, 但复杂度也随之增加。本算法采用  $k_1=1, k_2=2, k_3=3$ , 具体处理如下:

(1) 求  $\tilde{S}_{\text{xx}}^{k_1}(z), \tilde{S}_{\text{xx}}^{k_2}(z), \tilde{S}_{\text{xx}}^{k_3}(z)$  所有零点, 分别记为  $z_{k_1},$

$z_{k_2}, z_{k_3}$ ; 在  $z_{k_1}$  中, 把离单位圆最近的  $2M$  个零点做为  $\tilde{S}_{\text{ww}}^{k_1}(z)$  的零点去除, 剩下的零点记为  $z'_{k_1}$ , 类似地, 分别得  $z'_{k_2}, z'_{k_3}$ ;

(2) 从  $z'_{k_1}, z'_{k_2}, z'_{k_3}$  中各任取出一个零点  $z'_{k_1}(i), z'_{k_1}(j), z'_{k_1}(l)$  构成 3 个一组的零点组, 求该组中心  $\bar{z}_m = [z'_{k_1}(i) + z'_{k_2}(j) + z'_{k_3}(l)]/3$ , 以及该组各零点与该中心的距离之和  $d_{ijl} = d_{im} + d_{jm} + d_{lm}$ , 其中  $d_{im}, d_{jm}, d_{lm}$  分别表示  $z'_{k_1}(i), z'_{k_2}(j), z'_{k_3}(l)$  到  $\bar{z}_m$  的距离。用  $d_{ijl}$  表征  $z'_{k_1}(i), z'_{k_2}(j), z'_{k_3}(l)$  这 3 点的接近程度  $d_{ijl}$  越小, 表示以上 3 点越接近, 以上过程重复, 直至  $z'_{k_1}, z'_{k_2}, z'_{k_3}$  所有组合都完成以上处理, 获得所有的  $\bar{z}_m$  和对应的  $d_{ijl}$ ;

(3) 在所有  $d_{ijl}$  中, 找出最小的  $L_h$  个  $d_{ijl}$ , 它们对应的  $L_h$  个  $\bar{z}_m$  作为  $H^*(z^*)$  零点的估计值  $z_0$ , 而  $H(z)$  零点估计值则为  $z_0$  的共轭。

## 4 算法分析

### 4.1 零点误差分析

$$\begin{aligned} \text{因为 } S_{\text{xx}}^k(z) &= \sum_{\tau=-(M+L_h)}^{M+L_h} R_{\text{xx}}^k(\tau) z^{-\tau} \\ &= \frac{R_{\text{xx}}^k[-(M+L_h)]}{z^{M+L_h}} \prod_{i=1}^{2M+2L_h} (z - z_i) \end{aligned}$$

$$\text{所以有 } \Delta z_i = \sum_{\tau=-(M+L_h)}^{M+L_h} \frac{\partial z_i}{\partial R_{\text{xx}}^k(\tau)} \Delta R_{\text{xx}}^k(\tau)$$

$$\frac{\partial S_{\text{xx}}^k(z)}{\partial R_{\text{xx}}^k(\tau)} \Big|_{z=z_i} = \frac{\partial S_{\text{xx}}^k(z)}{\partial z_i} \Big|_{z=z_i} \cdot \frac{\partial z_i}{\partial R_{\text{xx}}^k(\tau)}$$

$$\text{且 } \frac{\partial S_{\text{xx}}^k(z)}{\partial R_{\text{xx}}^k(\tau)} \Big|_{z=z_i} = z_i^{-\tau}$$

$$\frac{\partial S_{\text{xx}}^k(z)}{\partial z_i} \Big|_{z=z_i} = -\frac{R_{\text{xx}}^k[-(M+L_h)]}{z_i^{M+L_h}} \prod_{j=1, j \neq i}^{2M+2L_h} (z_i - z_j)$$

$$\text{因此 } \Delta z_i = \frac{z_i^{(M+L_h)}}{R_{\text{xx}}^k[-(M+L_h)]} \cdot \frac{1}{\prod_{j=1, j \neq i}^{2M+2L_h} (z_i - z_j)}$$

$$\cdot \sum_{\tau=-(M+L_h)}^{M+L_h} -z_i^{-\tau} \cdot \Delta R_{\text{xx}}^k(\tau) \quad (11)$$

式(11)说明,  $S_{\text{xx}}^k(z)$  的任意一个零点的偏差  $\Delta z_i$  是其所有系数偏差  $\Delta R_{\text{xx}}^k(\tau)$  的总效果, 减小  $\Delta R_{\text{xx}}^k(\tau)$ , 信道零点的估计误差就能减小。

### 4.2 $R_{\text{xx}}^k(\tau)$ 估计误差—— $\Delta R_{\text{xx}}^k(\tau)$ 的分析

$R_{\text{xx}}^k(\tau)$  估计受两个因素: 平稳白噪声  $v(n)$  和使用的 OFDM 符号数  $N$  的影响。讨论  $v(n)$  影响时, 假设  $N$  为无穷大, 求叠加了噪声的接收信号  $x(n)$  的周期自相关函数:

$$\begin{aligned} \tilde{R}_{\text{xx}}^k(\tau) &= F \left\{ E[(x(n) + v(n))(x^*(n+\tau) + v^*(n+\tau))] \right\} \\ &= F \left\{ E[x(n)x^*(n+\tau)] \right\} + \sigma_v^2 \delta(\tau) \delta(k) \\ &= R_{\text{xx}}^k(\tau) + \sigma_v^2 \delta(\tau) \delta(k) \end{aligned} \quad (12)$$

所以  $\Delta R_{\text{xx}}^k(\tau) = \sigma_v^2 \delta(\tau) \delta(k)$ 。该式说明, 当用无限长数据计

算  $R_{xx}^k(\tau)$  时, 噪声只影响  $R_{xx}^0(0)$  的值。但当使用有限长数据时, 因为  $F\{E[v(n)v^*(n+\tau)]\} \approx \sigma_v^2 \delta(\tau) \delta(k)$ , 即在其它的  $\tau$  和  $k$  值上也有较小的噪声能量, 所以噪声会影响所有的  $R_{xx}^k(\tau)$ , 噪声越小, 影响越小。

讨论  $N$  影响时, 假设  $v(n)=0$ , 根据式(10)并考虑  $\tilde{R}_{xx}^k(\tau)$  的期望:

$$E\{\tilde{R}_{xx}^k(\tau)\} = \left(\frac{1}{NP}\right) \sum_{n=0}^{NP-|\tau|-1} E\{x(n)x^*(n+\tau)e^{-j2\pi kn/P}\} \approx [1-|\tau|/(NP)]R_{xx}^k(\tau) \quad (13)$$

式(13)说明,  $N$  越大,  $\tilde{R}_{xx}^k(\tau)$  期望越接近其真实值  $R_{xx}^k(\tau)$ 。

根据 4.1 和 4.2 的分析, 可得,  $N, SNR$  增大, 将使  $\Delta R_{xx}^k(\tau)$  减小, 从而  $\Delta z_i$  减小, 信道估计性能得以提高。但如果想通过使用大的  $N$  来提高性能, 就要求信道在更长的时间内保持不变, 也就降低了算法对较快信道的适应能力, 所以实际处理时, 应该折衷地选择  $N$ 。

### 4.3 循环频率 $k$ 的选择

循环频率  $k$  的取值范围为  $[0, P-1]$ , 由于式(6)中的  $E_1(k)$  和  $E_2(k)$  都是具有主瓣和旁瓣的函数, 所以  $R_{ww}^k(q)$  和  $R_{xx}^k(\tau)$  关于  $k$  也有这样的特点, 于是使用主瓣内较小的  $k$  值, 对应的  $R_{xx}^k(\tau)$  较大, 受噪声的影响较小, 从而信道估计性能可以提高, 因此, 本算法使用  $k=1, 2, 3$ 。

## 5 仿真结果与分析

以下仿真结果是基于 Matlab 的对 NUM=100 次的 Monto Carlo 试验的平均, 仿真参数: OFDM 系统  $M=128, L=16, P=144, 1\text{Mbps}$  的数据率, QPSK 调制, 不变信道冲激响应  $h$  为:  $[-0.6125 - 0.7335j, -0.1538 - 0.0621j, 0.0620 - 0.0211j, 0.0061 - 0.0144j, 0.0051 - 0.0048j, 0.0010 + 0.012j]$ , 每个复数表示每径的衰减因子; 变化的信道均为基于 cost207 模型的 6 径瑞利衰落信道, 多普勒频移  $f_d$  分别取 50, 100, 150Hz。信道估计的 MSE 定义:

$$\frac{1}{\text{NUM}(L_h + 1) \|h\|^2} \sum_{i=1}^{\text{NUM}} \|\tilde{h}^{(i)} - h\|^2$$

图 2 和图 3 说明在使用相同  $N$  的前提下, SNR 对各函数零点的影响。图中的黑圈就是  $k=1, k=2, k=3$  时分别属于  $\tilde{S}_{ww}^{k1}(z), \tilde{S}_{ww}^{k2}(z)$  和  $\tilde{S}_{ww}^{k3}(z)$  的零点的重合。显然, SNR 较小时, 由于  $\tilde{R}_{xx}^k(\tau)$  误差较大,  $\tilde{S}_{ww}^k(z)$  零点中, 属于  $\tilde{S}_{ww}^k(z)$  的零点在单位圆附近的分布较离散, 排列不整齐, 去掉这些零点并在剩下的零点中搜索比较接近的  $L_h$  个零点组, 获得的  $H^*(z^*)$  的零点估计值距离其真实值也较远, 所以信道冲激响应的估计误差较大; SNR 较大时, 属于  $\tilde{S}_{ww}^k(z)$  的零点排列更整齐, 最后获得的  $H^*(z^*)$  的零点估计值更接近其真实值。在相同的 SNR 下,  $N$  的大小对各函数零点分布的影响也有以上类似特

点, 限于篇幅, 本文没有给出相应的示意图。

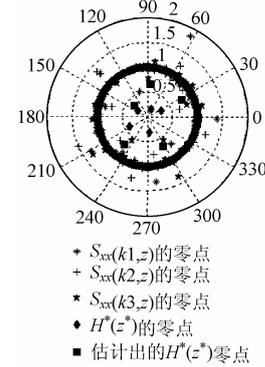


图 2  $N=50, SNR=0\text{dB}$  时各函数零点

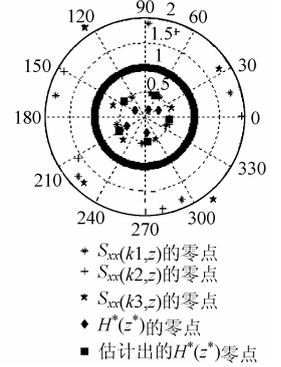


图 3  $N=50, SNR=15\text{dB}$  时各函数零点

图 4 和图 5 是对不变信道估计时, 本文方法与文献[5]方法的性能比较。图 4 说明, 与文献[5]的特征矢量法相比, 本文的方法 MSE 更小。此外, SNR>10dB 后, MSE 降低很小, 说明此时系统的误差主要来自有限长的  $N$ 。图 5 说明, 随着使用的  $N$  的增大, 估计性能越好, 而且与文献[5]相比, 为达到相同的估计性能, 本文方法所需的  $N$  更小。

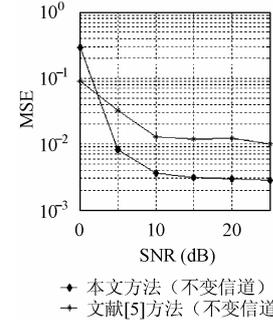


图 4 MSE 与 SNR 的关系 (N=70)

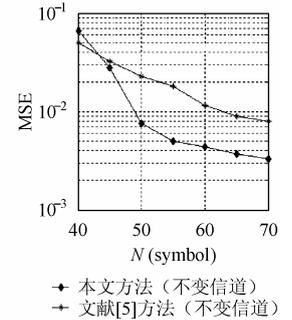


图 5 MSE 与 N 的关系 (SNR=15dB)

图 6 和图 7 说明本算法对不变信道估计与可变信道估计的性能差异。如本文第 2 节所述, 由于周期平稳的发送信号经过不变信道后, 接收信号仍然是周期平稳的, 而经过变化信道后, 严格说, 接收信号不是周期平稳的, 所以图中显示, 信道的估计性能与均衡后的误码率性能是不变信道优于变化信道; 然而仿真条件的数据速率是 1Mbps, 而我们估计信道时用了  $N=50$  的 OFDM 符号, 这些符号的持续时间小于  $f_d=50, 100$  或  $150\text{Hz}$  时的信道相干时间, 也就是说在这段时间内信道的变化是很小的, 接收信号近似为周期平稳的, 所以此时的估计性能恶化的程度是可以接受的, 仍然可得到约  $10^{-2} \sim 10^{-4}$  的误码率(SER)。

值得说明的是, 通过求零点的方法获得的信道冲激响应与实际信道冲激响应相差一个常数, 实际上, 所有的盲信道估计算法都会有这种问题。仿真证明, 本算法仅需在某一个 OFDM 符号上的某一个子载波上发送一个已知的样点值, 就可以估计出该常数, 即仅牺牲了  $1/MN$  的效率, 这相对

于基于导频的信道估计牺牲的传输效率,是非常小的。

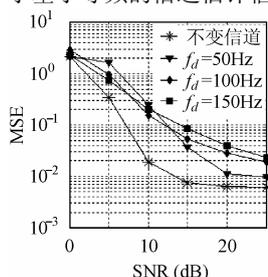


图 6 各种信道估计的  
MSE( $N=50$ )

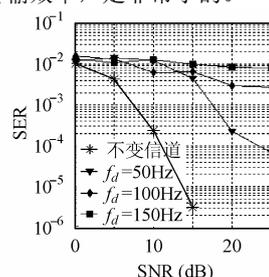


图 7 各种信道均衡后的  
误码率( $N=50$ )

## 6 结束语

本文提出一种新的基于信号周期平稳特性的盲信道估计算法,用于频率选择性环境下的正交频分复用(OFDM)系统。该算法不需要任何的导频信息,利用 OFDM 信号本身具有的周期平稳特性以及其周期自相关函数值的能量分布规律,确定信道阶数,并通过确定信道零点的方法间接获得信道冲激响应。本文分析了算法的原理、实现并对算法进行误差来源分析,提出了降低信道估计误差的途径,理论和仿真结果表明,与其它的盲信道估计算法相比,该算法不仅可以较准确地获得信道阶数,而且降低了信道估计的均方误差。

## 参考文献

[1] Giannakis G B, Hua Yingbo, Stoica P, Tong Lang. Signal Processing Advances in Wireless and Mobile Communications, vol.1: Trends in Channel Estimation and Equalization. Beijing:

Prentice – Hall PTR, 2002, Chap.1.

- [2] Gardner W A. Exploitation of spectral redundancy in cyclostationary signals. *IEEE Signal Processing Magazine*, 1991, 39(14): 14 – 36.
- [3] Tong Lang, Xu Guanghan, Hassibi B, Kailath T. Blind channel identification based on second-order statistics: A frequency-domain approach. *IEEE Trans. on Information Theory*, 1995, 41(1): 329 – 334.
- [4] Tong Lang, Xu Guanghan, Hassibi B, Kailath T. Blind channel identification based on second-order statistics: A time-domain approach. *IEEE Trans. on Information Theory*, 1994, 40(2): 340 – 349.
- [5] Heath R W Jr., Giannakis G B. Exploiting input cyclostationarity for blind channel identification in OFDM system. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1999, 47(3): 848 – 856.
- [6] Van de Beek J J, Edfors O, Sandell M, Wilson S K, Borjesson P O. On channel estimation in OFDM system. *Proceeding of IEEE VTC'95, Chicago, Jul. 1995, vol.2: 815 – 819.*

郭里婷: 女, 1976 年生, 博士生, 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, 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。