

The Channel Estimation Algorithm with Basis Expansion Model Combined Feedback Packet DFT

Anting Qi, Shunlan Liu

College of Communication Engineering, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou
Email: qianting6417@163.com

Received: Oct. 8th, 2013; revised: Oct. 11th, 2013; accepted: Oct. 12th, 2013

Copyright © 2013 Anting Qi, Shunlan Liu. This is an open access article distributed under the Creative Commons Attribution License, which permits unrestricted use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.

Abstract: To improve the fast-moving OFDM system channel estimation accuracy and further inhibit inter-carrier interference (ICI), we propose a channel estimation algorithm (BEM + DFT) with basis expansion model (BEM) combined feedback packet DFT. First, the BEM algorithm is used to estimate the fast moving channel information and the inter-carrier interference. And then, the packet DFT algorithm is used to further estimate the channel information and eliminate the ICI interference, etc. So the proposed algorithm can achieve more accurate estimate of the channel, and further enhancement in the performance of the system. Simulation results show that the proposed GCE-BEM + DFT and KL-BEM + DFT algorithm performance has been significantly improved compared to the grouping DFT algorithm, GCE-BEM and KL-BEM algorithm.

Keywords: Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM); Inter-Carrier Interference (ICI); Discrete Fourier Transform (DFT); Base Extension Model (BEM); Fast Moving

基扩展模型联合反馈 DFT 信道估计算法

漆安廷, 刘顺兰

杭州电子科技大学通信工程学院, 杭州
Email: qianting6417@163.com

收稿日期: 2013 年 10 月 8 日; 修回日期: 2013 年 10 月 11 日; 录用日期: 2013 年 10 月 12 日

摘要: 为了提高快速移动 OFDM 系统的信道估计的精度, 进一步抑制载波间干扰(ICI), 本文提出了一种基扩展模型(BEM)联合反馈分组 DFT 的信道估计算法(BEM + DFT)。首先, 利用 BEM 算法估计出快速移动的信道信息和载波间干扰, 然后, 利用分组 DFT 算法进行二次信道估计, 并对 ICI 及其他干扰进行二次消除, 从而更加精确的估计出信道且进一步提升系统性能。仿真结果表明: 本文建议的 GCE-BEM + DFT 和 KL-BEM + DFT 算法性能相对于分组 DFT 算法、GCE-BEM 和 KL-BEM 性能有了明显的提升。

关键词: 正交频分复用(OFDM); 载波间干扰(ICI); 离散傅立叶变换(DFT); 基扩展模型(BEM); 快速移动

1. 引言

正交频分复用(OFDM)具有抗频率选择性衰落和频谱利用率高、传输速率高的优点, 并已成为下一代宽带无线通信系统物理层的核心技术。OFDM 系统要求各子载波严格正交, 而当移动终端在 300 km/h 运行

环境下, 快速时变信道导致的多普勒频移将破坏子载波间的正交性, 引起载波间干扰(ICI), 导致系统性能下降, 因此要在双选择信道下对快变信道进行估计, 就必须要考虑 ICI 的消除问题。

针对 OFDM 系统中消除 ICI 的信道估计, 消除子

载波间干扰的方法有：ICI 自消除方法^[1]、差分编码^[2]和基于基扩展模型(Basis Expansion Model BEM)的各种信道方法^[3-7]。通常采用不依赖于信道统计特性的复指数基扩展模型(CE-BEM, Complex Exponential BEM)^[3]，虽然这种基模型的代数式最为简单，但信道模型误差较大；为了弥补复指数基扩展模型的边缘误差，提出了采用频率为符号长度整数倍的密集采样的泛化复指数基扩展模型(GCE-BEM)^[4]；然后是多普勒扩展较低时的性能优于多普勒扩展较高时的性能的多项式 BEM (P-BEM, Polynomial BEM)^[5]被提出；最后还有均方误差最优的卡洛 BEM (KL-BEM, Karhuen-Loeve BEM)^[6]，以及后来针对非 jakes 模型环境提出的基于离散椭圆序列 BEM (discrete prolate spheroidal BEM, DPS-BEM)^[7]，但是以上的算法都是一次粗略的信道估计和消除载波间干扰(ICI)，很难达到非常高的信道估计精度。

本文主要以现有高铁的运行速度 300 km/h 为研究对象进行 OFDM 信道估计，因此我们可以采用 GCE-BEM 和 KL-BEM 两种相对性能较好的扩展模型进行信道估计，文献[8]提出了基于梳状(Comb-type)导频的基于各种基扩展模型的信道估计，文献[9]提出并行迭代 ICI 消除算法，但是由于扩展模型的信道估计算法复杂度比较高，采用并行迭代消除 ICI 会较大的增加算法的复杂度。文献[10]提出了一种改进的 DFT 算法二次去除 ICI 和噪声，但是在快衰落的环境下由于载波间干扰(ICI)较大，很难达到较好的信道估计精度。

本文提出了一种基扩展模型(BEM)联合反馈分组 DFT 的信道估计算法，该算法通过 BEM 估计得出 ICI，再通过分组 DFT 算法二次消除 ICI 和其他干扰来进一步提高系统的性能。并利用文献[11]中的 Rician 信道模型作为仿真的信道模型，对于该模型，模型的多径数 L 不小于 8 时，包络平方的自相关函数(ACF)和包络的概率密度函数与理论值非常一致。仿真结果表明本文提出的算法能有效提高系统的误码率性能，而且相对于一般的反馈算法有较低的复杂度和良好的健壮性。

2. 系统模型

图 1 给出了基于导频的 OFDM 系统的模型，假设一个 OFDM 符号有 N 个子载波，其中 N 为数据子载波和导频子载波数之和。输入二进制数据流经过调制

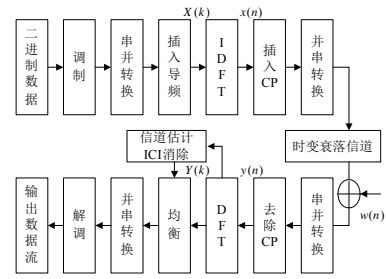


Figure 1. Pilot-based OFDM system model
图 1. 基于导频的 OFDM 系统模型

后插入导频得到 $X(k)$ ，其中 $k=0, \dots, N-1$ ，输入信号的时域信号 $x(n)$ 是频域信号 $X(k)$ 的 IDFT 变换：

$$x(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) \exp(j2\pi kn/N) \quad (1)$$

为了消除符号干扰(ISI)，在发射端插入循环前缀(CP)。信号经过时变衰落信道后，接收端信号去除循环前缀(CP)得到 $y(n)$ ，表示如下：

$$y(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h(n;l)x(n-l) + w(n) \quad n=0, \dots, N-1 \quad (2)$$

其中： L 是多径数目， $w(n)$ 是均值为 0，方差为 σ_w^2 的高斯白噪声。

然后将接收到的信号 $y(n)$ 经过 DFT 变换后得到频域的信号：

$$\begin{aligned} Y(k) &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} y(n) \exp\left(\frac{-j2\pi nk}{N}\right) \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \left[\sum_{l=0}^{L-1} h(n;l)x(n-l) + w(n) \right] \cdot \exp\left(\frac{-j2\pi nk}{N}\right) \\ &= X(k)G(k,k) + \underbrace{\sum_{f=0, f \neq k}^{N-1} X(f)G(k,f)}_{ICI} + W(k) \end{aligned} \quad (3)$$

式中： $W(k)$ 为 $w(n)$ 的傅立叶变换。其中 $G(k, f)$ 表示如下：

$$\begin{aligned} G(k, f) &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} h(n;l) \exp(-j2\pi fl/N) \\ &\quad \cdot \exp(j2\pi n(f-k)/N) \end{aligned} \quad (4)$$

等式(3)右边的第二项即为 ICI，由于信道在一个 OFDM 符号内是时变的，因此在快速移动的环境中，由于多普勒频移的扩大，ICI 系数增大，从而影响了信道估计的精度，增大了接收端均衡的难度。

3. 基扩展模型

BEM 模型由基函数 b_q 和基系数 $g_q(l)$ 构成, 表示

$$h(n, l) = \sum_{q=0}^Q g_q(l) b_q(n) \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad l = 0, 1, \dots, L-1 \quad (5)$$

式中 $Q \geq 2\lceil f_d N T_s \rceil$, f_d 表示最大多普勒频移, T_s 表示抽样间隔。式(5)可以用矩阵形式表示如下:

$$\mathbf{h}_l = \mathbf{B} \mathbf{g}_l \quad (6)$$

其中 $\mathbf{h}_l = [h(0, l), \dots, h(N-1, l)]^T$, 表示一个 OFDM 符号内第 l 径的信道抽头系数;

$\mathbf{g}_l = [g_0(l), g_1(l), \dots, g_Q(l)]^T$, $\mathbf{B} = [\mathbf{b}_0, \dots, \mathbf{b}_Q]$ 是 $N \times (Q+1)$ 维的基系数矩阵, 其中

$$\mathbf{b}_q = [b_q(0), \dots, b_q(N-1)]^T.$$

最常见的复指数基扩展模型 CE-BEM 的基系数为:

如下:

$b_q(n) = \exp(j2\pi(q-Q/2)n/N)$; 为了弥补复指数基扩展模型的边缘误差, 提出了采用频率为符号长度整数倍的密集采样的泛化复指数基扩展模型(GCE-BEM), 其基系数为: $b_q(n) = \exp(j2\pi(q-Q/2)n/KN)$; 采用经典 jakes 多普勒频谱构造的 KL-BEM 具有较优的均方误差, 其基系数参见文献[6]; 针对非 jakes 环境提出的 DPS-BEM, 其基系数参见文献[7]。

将一个符号内的所有的信道抽头系数归到一个 $NL \times 1$ 的矢量 \mathbf{r} 中, 即:

$$\mathbf{r} = [h(0, 0), \dots, h(0, L-1), \dots, h(N-1, 0), \dots, h(N-1, L-1)]^T \quad (7)$$

可以得出:

$$\mathbf{r} = (\mathbf{B} \otimes \mathbf{I}_L) \mathbf{g} \quad (8)$$

式中 \mathbf{I}_L 是 $L \times L$ 的单位阵, \otimes 是 Kronecker 积, 其中 \mathbf{g} 表示如下

$$\begin{aligned} \mathbf{g} &= [\mathbf{g}_0^T, \mathbf{g}_1^T, \dots, \mathbf{g}_Q^T]^T \\ &= [g_0(0), \dots, g_0(L-1), \dots, g_Q(0), \dots, g_Q(L-1)]^T \end{aligned}$$

将等式(4)和(5)带入等式(3), 并将其改写成矩阵的形式, 可以得出:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{F} \mathbf{h}' \mathbf{F}^H \mathbf{X} + \mathbf{W} \quad (9)$$

式中, $\mathbf{Y} = [Y(0), Y(1), \dots, Y(N-1)]^T$;

$\mathbf{X} = [X(0), X(1), \dots, X(N-1)]^T$; 噪声项

$\mathbf{W} = [W(0), W(1), \dots, W(N-1)]^T$; \mathbf{F} 代表 N 点的离散傅立叶变换矩阵, \mathbf{h}' 是 $N \times N$ 的时域信道矩阵且:

$$\mathbf{Y} = \sum_{q=0}^Q \mathbf{F} \text{diag}(\mathbf{b}_q) \mathbf{G}_q \mathbf{F}^H \mathbf{X} + \mathbf{W} = \sum_{q=0}^Q \mathbf{F} \text{diag}(\mathbf{b}_q) \mathbf{F}^H \text{diag}(\mathbf{F}_L \mathbf{g}_q) \mathbf{X} + \mathbf{W} = \sum_{q=0}^Q \mathbf{F} \text{diag}(\mathbf{b}_q) \mathbf{F}^H \text{diag}(\mathbf{X}) \mathbf{F}_L \mathbf{g}_q + \mathbf{W} \quad (13)$$

式中: \mathbf{F}_L 表示矩阵 $\sqrt{N} \mathbf{F}$ 的前 L 列。

令 $\mathbf{D}_q = \mathbf{F} \text{diag}(\mathbf{b}_q) \mathbf{F}^H$, 则:

$$\mathbf{Y} = \sum_{q=0}^Q \mathbf{D}_q \text{diag}(\mathbf{X}) \mathbf{F}_L \mathbf{g}_q + \mathbf{W} \quad (14)$$

由上述可知, 要准确的估计信道, 需要估计出

$$[h']_{a,b} = r(a, \text{mod}(a-b, N)) \quad (10)$$

其中当 $l < 0$ 或 $l > L-1$ 时, $r(n, l) = 0$ 。

根据式(10)得出信道矩阵 \mathbf{h}' , 则式(9)可以改写为:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H} \mathbf{X} + \mathbf{W} \quad (11)$$

其中频域信道矩阵 $\mathbf{H} = \mathbf{F} \mathbf{h}' \mathbf{F}^H$ 。

由式(10), 可以推导出时域信道矩阵 \mathbf{h}' 的另外一个表达式:

$$\mathbf{h}' = \sum_{q=0}^Q \text{diag}(\mathbf{b}_q) \mathbf{G}_q \quad (12)$$

式(12)中, \mathbf{G}_q 是由 $N \times 1$ 维的矢量 $[g_q^T, 0, \dots, 0]^T$ 构成的循环矩阵。

将式(12)带入式(9)可以推导得出:

$L(Q+1)$ 个 BEM 的系数矢量 \mathbf{g} 。

4. 基扩展模型联合反馈 DFT 信道估计算法

4.1. 导频插入

本文采用梳状导频插入的方式对信道进行估计,

导频插入的方式如图 2 所示^[12]。

图 2 中一个 OFDM 符号内插入 M 个长度为 L_p 的导频簇, 将每个导频簇记为 $\mathbf{X}_m^{(p)}, m=0, 1, \dots, M-1$ 。全部的导频表示为 $\mathbf{X}^{(p)} = [\mathbf{X}_0^{(p)\top}, \mathbf{X}_1^{(p)\top}, \dots, \mathbf{X}_{M-1}^{(p)\top}]^\top$, 第 m 个导频簇的输出 \mathbf{Y}_m 表示如下:

$$\mathbf{Y}_m = \sum_{q=0}^Q \mathbf{D}_{q,m}^{(p)} \text{diag}(\mathbf{X}^{(p)}) \mathbf{F}_L^{(p)} \mathbf{g}_q + \underbrace{\sum_{q=0}^Q \mathbf{D}_{q,m}^{(d)} \text{diag}(\mathbf{X}^{(d)}) \mathbf{F}_L^{(d)} \mathbf{g}_q}_{\mathbf{d}_m} + \mathbf{W}_m \quad (15)$$

将(15)式改写成:

$$\mathbf{Y}_m = \mathbf{D}_m^{(p)} \Delta^{(p)} \mathbf{g} + \mathbf{d}_m + \mathbf{W}_m \quad (16)$$

式中 $\mathbf{D}_m^{(p)} = [\mathbf{D}_{0,m}^{(p)}, \mathbf{D}_{1,m}^{(p)}, \dots, \mathbf{D}_{Q,m}^{(p)}]$,

$\Delta^{(p)} = \mathbf{I}_{Q+1} \otimes (\text{diag}\{\mathbf{X}^{(p)}\} \mathbf{F}_L^{(p)})$, \mathbf{d}_m 为干扰项。

我们将一个 OFDM 符号的所有非零导频一起考虑, 可以得出:

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}^{(p)} &= \mathbf{D}^{(p)} \Delta^{(p)} \mathbf{g} + \mathbf{d} + \mathbf{W}^{(p)} \\ &= \mathbf{A} \mathbf{g} + \mathbf{d} + \mathbf{W}^{(p)} \end{aligned} \quad (17)$$

其中, $\mathbf{Y}^{(p)} = [\mathbf{Y}_0^\top, \mathbf{Y}_1^\top, \dots, \mathbf{Y}_{M-1}^\top]^\top$,

$\mathbf{W}^{(p)} = [\mathbf{W}_0^\top, \mathbf{W}_1^\top, \dots, \mathbf{W}_{M-1}^\top]^\top$, $\mathbf{A} = \mathbf{D}^{(p)} \Delta^{(p)}$, 而

$\mathbf{D}^{(p)} = [\mathbf{D}_0^{(p)\top}, \mathbf{D}_1^{(p)\top}, \dots, \mathbf{D}_{M-1}^{(p)\top}]^\top$, 同理可以得出干扰项:

$\mathbf{d} = \mathbf{D}^{(d)} \Delta^{(d)} \mathbf{g}$, 其中:

$\mathbf{D}^{(d)} = [\mathbf{D}_0^{(d)\top}, \mathbf{D}_1^{(d)\top}, \dots, \mathbf{D}_{M-1}^{(d)\top}]^\top$ 。

4.2. 基扩展模型(BEM)信道估计

本文采用 LMMSE 来对 BEM 系数 \mathbf{g} 进行估计。

设估计值 $\hat{\mathbf{g}} = \mathbf{S} \mathbf{Y}^{(p)}$, 其中 \mathbf{S} 由 LMMSE 算法得出:

$$\begin{aligned} \mathbf{S} &= \arg \min_s \text{trace} \left\{ E \left\{ (\mathbf{S} \mathbf{Y}^{(p)} - \mathbf{g}) (\mathbf{S} \mathbf{Y}^{(p)} - \mathbf{g})^H \right\} \right\} \\ &= \mathbf{R}_g \mathbf{A}^H (\mathbf{A} \mathbf{R}_g \mathbf{A}^H + \mathbf{R}_w^{(p)})^{-1} \end{aligned} \quad (18)$$

式中 $\mathbf{R}_g = E\{\mathbf{g} \mathbf{g}^H\}$, $\mathbf{R}_w^{(p)} = E\{\mathbf{W}^{(p)} \mathbf{W}^{(p)H}\}$, 分别表示 \mathbf{g} 和 $\mathbf{W}^{(p)}$ 的协方差矩阵, 其中 $\mathbf{R}_w^{(p)} = \sigma_w^2 \mathbf{I}_N$,

$\mathbf{R}_g = \mathbf{R}_{g,l} \otimes \mathbf{R}_L$, 其中假设各径满足 Jakes 模型时 $\mathbf{R}_{g,l} = \mathbf{B}^{-1} \mathbf{J}_0(2\pi f_d(n-m)T_s) (\mathbf{B}^{-1})^H$, 得出的 $\mathbf{R}_{g,l}$ 是一个 $(Q+1) \times (Q+1)$ 维的矩阵, $\mathbf{J}_0(\cdot)$ 为一类零阶贝塞尔函数。

将式(16), (18)代入 $\hat{\mathbf{g}} = \mathbf{S} \mathbf{Y}^{(p)}$ 求得 $\hat{\mathbf{g}}$ 。

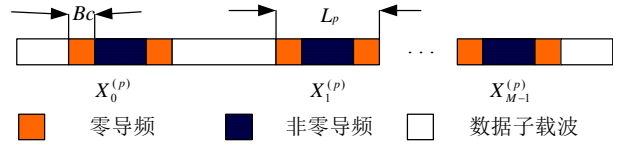


Figure 2. Insert comb pilot cluster approach
图 2. 梳状导频簇插入方式

4.3. 基扩展模型联合反馈 DFT 信道估计算法

1) 由基扩展模型(BEM)信道估计求得 $\hat{\mathbf{g}}$, 代入等式(12), 得到通过 BEM 算法估计出来的时域响应矩阵 \mathbf{h}'_{BEM} , 再由 $\mathbf{H}_{BEM} = \mathbf{F} \mathbf{h}'_{BEM} \mathbf{F}^H$ 得到频域响应矩阵;

2) 根据迫零均衡算法求得 \mathbf{X}_{BEM} ;

$$\mathbf{X}_{BEM} = (\mathbf{H}_{BEM})^{-1} \mathbf{Y} \quad (19)$$

从而得到 $X_{BEM}(k)$, $k=0, 1, \dots, N-1$ 。

3) 再将得到的 $X_{BEM}(k)$ 代入等式(3), 可以得出式(3)中的 ICI 系数, 表示为 \mathbf{Y}_{ICI} 。此时, 通过 $\mathbf{Y}'(k) = \mathbf{Y}(k) - \mathbf{Y}_{ICI}(k)$ 得到除去大部分 ICI 后的输出 $\mathbf{Y}'(k)$, 由于此时的 $\mathbf{Y}'(k)$ 是除去了大部分噪声和 ICI 后的输出, 因此可以把 $\mathbf{Y}'(k)$ 当作经过不变或者慢变信道后的输出。

4) 通过 LS 信道估计算法得到非零导频处的频域响应 $H'_i(m)$ 其中 i 表示在分组中的位置, 然后对 $H'_i(m)$ 进行分组数 M 的 IDFT, 得到其等效的时域冲激响应:

$$\begin{aligned} \tilde{h}_i(n) &= \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{m=0}^{M-1} H'_i(m) \exp(j2\pi mn/M) \\ n &= 0, 1, \dots, M-1 \end{aligned} \quad (20)$$

5) 通过低通滤波器, 取出能量最大的几个径的冲击响应幅度值, 舍去其它能量较小的径, 进一步消除 ICI 和噪声等干扰项, 然后在冲激值末端补零后进行子载波长度 N 的 DFT, 得到 $\hat{H}_i(k)$ 。

6) 将得到的 $\hat{H}_i(k)$ 求平均得到信道估计结果 $\hat{H}(k)$ 。

5. 仿真结果与分析

分别仿真了本文建议的 GCE-BEM 结合分组 DFT 算法和 KL-BEM 结合分组 DFT 算法的系统误比特率 (BER) 性能, 并与 GCE-BEM^[4], KL-BEM^[6] 和分组 DFT 算法^[10] 的系统性能进行了比较, 验证了本文算法的有

效性。

仿真参数如下：调制方式 16QAM，OFDM 载波数目为 256，载波频率 2 GHz，导频插入数目 $L_p = 9$ ， $B_c = 2$ ，信道采用文献[11]中的新 Rician 信道模型产生，该模型在多径数不小于 8 时，包络平方的自相关函数(ACF)和包络的概率密度函数与理论值非常一致。仿真中令多径数 $L = 8$ ，莱斯衰落因子 $K = 10$ ，主径信号分量到达角 $\theta_0 = 0$ ，主径信号分量的相位 $\phi_0 = 0$ ，终端的移动速度为 300 km/h。

仿真结果如图 3 所示。由图 3 可知，相比 DFT 算法，基于基扩展模型信道估计算法，明显的减少了 ICI 对系统性能的影响，GCE-BEM 结合分组 DFT 和 KL-BEM 结合分组 DFT 信道估计的性能分别对比 GCE-BEM 和 KL-BEM 信道估计算法，在误码率(BER)为 10^{-2} 时，改进的算法相比于分组 DFT 算法、GCE-BEM 和 KL-BEM 算法有 1~2 dB 系统性能增益，可见该算法有良好的估计性能。

6. 结论

在终端以 300 km/h 运行时，信道的时延扩展和多普勒频移严重损害传输的数据符号。针对快衰落信道中 ICI 的影响，本文提出了一种 BEM 结合分组 DFT 的信道估计算法，可以二次消除 ICI 和其他干扰，理论分析和仿真结果表明，该方法能有效地改善信噪比性能，较好地跟踪信道的变化，特别的适用于满足人们

对高移动性高数据业务的发展需求。

参考文献 (References)

- [1] Yoshida, K. and Abiko, S. (2002) Inertia parameter identification for a free-flying space robot. *AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference and Exhibit*, Monterey, 5-8 August 2002, 1.
- [2] Li, D., Feng, S. and Zhuang, H. (2009) Correlative coding based channel estimation for practical OFDM systems over time varying channels. *5th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing*, Beijing, 24-26 September 2009, 1-4.
- [3] Tsatsanis, M.K. and Giannakis, G.B. (1996) Modelling and equalization of rapidly fading channels. *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, **10**, 159-176.
- [4] Leus, G. (2004) On the estimation of rapidly time-varying channels. *Proceedings of EUSIPCO*, EUSIPCO, Vienna, 2227-2230.
- [5] Bhatti, J. and Moeneclaey, M. (2007) Pilot-aided carrier synchronization using an approximate DCT-based phase noise model. *IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology*, Giza, 15-18 December 2007, 1143-1148.
- [6] Visintin, M. (1996) Karhunen-Loeve expansion of a fast Rayleigh fading process. *Electronics Letters*, **32**, 1712.
- [7] Zemen, T. and Mecklenbrauker, C.F. (2005) Time-variant channel estimation using discrete prolate spheroidal sequences. *IEEE Transactions on Signal Processing*, **53**, 3597-3607.
- [8] Tang, Z., Cannizzaro, R.C., Leus, G., et al. (2007) Pilot-assisted time-varying channel estimation for OFDM systems. *IEEE Transactions on Signal Processing*, **55**, 2226-2238.
- [9] Liu, C.H. and Chuang, G.C.H. (2011) Joint ICI cancellation and channel estimation with real-time channel adaptation for high-mobility OFDM systems. *2011 IEEE GLOBECOM Workshops*, Houston, 5-9 December 2011, 1376-1381.
- [10] Qiao, Y., Yu, S., Su, P., et al. (2005) Research on an iterative algorithm of LS channel estimation in MIMO OFDM systems. *IEEE Transactions on Broadcasting*, **51**, 149-153.
- [11] Xiao, C., Zheng, Y.R. and Beaulieu, N.C. (2003) Statistical simulation models for Rayleigh and Rician fading. *IEEE International Conference on Communications*, **5**, 3524-3529.
- [12] Kannu, A.R. and Schniter, P. (2005) MSE-optimal training for linear time-varying channels. *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, **3**, iii/789-iii/792.

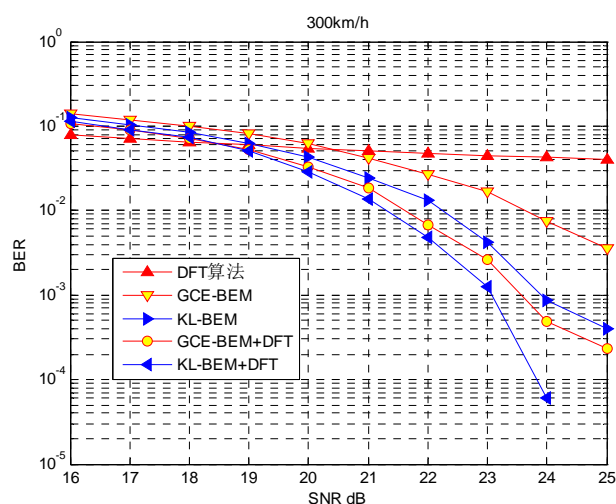


Figure 3. Various channel estimation methods BER comparison
图 3. 各种信道估计方法 BER 比较