

# 基于二维 DCT 的 OFDMA 系统信道估计方法

江彬,王海明,高西奇,尤肖虎

(东南大学移动通信国家重点实验室,江苏南京 210096)

**摘要:**在 OFDMA(orthogonal frequency division multiple access)系统中,每个用户通过占用若干时频资源块以实现多址传输,此时传统的基于 DFT(discrete Fourier transform)的高效信道估计算法将会产生难以消除的平底效应;另一方面,当终端高速移动时,基于 DFT 的时域插值亦将面临较为严重的性能损失.为了解决上述问题,提出一种基于二维 DCT(discrete cosine transform)的信道估计算法.仿真结果表明,所提出的信道估计算法能以较低的实现复杂度获取逼近最优信道估计器的性能,且在低信噪比条件下亦可获取高精度的信道估计,有助于实现“绿色通信”.

**关键词:**正交频分多址接入;信道估计;离散余弦变换

**中图分类号:** TN911.23 **文献标识码:** A

## Two-dimensional DCT-based channel estimation for OFDMA systems

JIANG Bin, WANG Hai-ming, GAO Xi-qi, YOU Xiao-hu

(National Mobile Communications Research Laboratory, Southeast University, Nanjing 210096, China)

**Abstract:** In orthogonal frequency division multiple access (OFDMA) systems, multiple access is achieved by assigning some time-frequency resource blocks to individual users. In this case, the conventional discrete Fourier transform (DFT)-based channel estimator suffers from an irreducible error floor. On the other hand, the DFT-based filtering and/or interpolation in time-domain also have performance degradation for systems with high Doppler frequency. In order to solve these two problems, a two dimensional discrete cosine transform (2-D DCT)-based channel estimator for OFDMA systems is proposed. Simulation results show that the performance of the proposed estimator can well approach the 2-D linear minimum mean square error (LMMSE) channel estimation with low implementation complexity. Furthermore, the proposed estimator can provide high accuracy channel estimation even in the low signal-to-noise ratio region, which contributes to the implementation of green communications.

**Key words:** OFDMA; channel estimation; DCT

## 0 引言

正交频分多址接入(OFDMA)是 OFDM 技术

的演进,它具有抗多径衰落能力强、易于实施宽带传输、易于与多天线技术结合、易于实现灵活的多址接入等优势,为未来 IMT-Advanced 移动通信系统提

收稿日期:2009-05-30;修回日期:2009-07-17

基金项目:国家自然科学基金(60572072,60496311),国家科技重大专项(2009ZX03003-005,2008ZX03003-005),中国高技术研究发展(863)计划(2006AA01Z264),国家重点基础研究发展(973)计划(2007CB310603)和教育部博士点基金(20060286016)资助.

作者简介:江彬,男,1978年生,博士生.研究方向:无线通信系统中的信道估计与自适应传输技术. E-mail: bjiang@seu.edu.cn

通讯作者:高西奇,博士/教授. E-mail: xqgao@seu.edu.cn

供了较为理想的基本传输技术支撑<sup>[1~4]</sup>。目前, OFDMA 已被 3GPP LTE 和 IEEE 802.16e 等最新标准采用, 作为下行链路多址接入传输方案。

在绿色通信系统中, 工作在低信噪比条件下的接收机对信道估计的准确性和及时性提出了更高的要求。为了能够准确及时地估计出检测所需的信道参数, 实际的通信系统常采用基于导频信号辅助的信道估计技术<sup>[5~7]</sup>。其基本思想是: 在发送端的适当位置间歇插入导频, 接收端首先利用导频恢复出导频位置的信道信息, 然后利用某种处理手段(如内插、滤波、变换等)获取所有数据位置的信道信息。利用导频获取所有数据位置信道信息的最优准则是线性最小均方误差(LMMSE), 该准则下的最优信道估计器是二维维纳滤波器<sup>[8]</sup>。但是该算法实现时需要已知信道的二阶统计信息且无法避免矩阵求逆运算, 因此在实际系统中往往不能得到很好的应用。在传统的单用户 OFDM 系统中, 为了降低信道估计的实现复杂度, 研究者提出了一些基于 LMMSE 的改进型算法。其中, 基于二维 DFT 的 OFDM 信道估计算法能够在估计性能和实现复杂度之间取得较好的平衡<sup>[9]</sup>。

在 OFDMA 系统中, 每个用户通过占用若干时频资源块以实现灵活的多址传输。由于每个用户仅占用部分子载波, 此时传统的基于 DFT 的信道估计将会产生难以消除的平底效应。另一方面, 当终端高速移动时, 基于 DFT 的时域插值或滤波亦将面临信道估计性能的恶化。为了解决上述问题, 本文提出了一种基于二维 DCT 的 OFDMA 系统信道估计算法。

## 1 系统模型

### 1.1 信道统计特性

在无线通信系统中, 信道的时域冲击响应可建模为:

$$h(t, \tau) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l(t) \delta(\tau - \tau_l) \quad (1)$$

其中,  $\alpha_l(t)$  和  $\tau_l$  分别表示第  $l$  径信道的时变复增益和路径时延;  $L$  表示信道的多径数。在时变衰落信道中, 信道在某个给定的 OFDM 符号内假设是准静态的, 然而从整个数据帧来看, 信道是随时间变化的。信道的时域相关性满足 Jakes 模型, 第  $l$  径的相关函数可表示为:

$$r_l(\Delta t) = E\{\alpha_l(t + \Delta t) \alpha_l^*(t)\} = \sigma_l^2 J_0(2\pi f_D \Delta t) \quad (2)$$

其中,  $J_0(\cdot)$  表示第一类零阶贝塞尔函数;  $f_D$  表示信道的最大多普勒频偏;  $\sigma_l^2$  表示第  $l$  径的平均功率, 且

$$\sum_{l=0}^{L-1} \sigma_l^2 = 1.$$

根据式(1), 信道在时刻  $t$  的频域响应可表示为:

$$H(t, f) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l(t) e^{-j2\pi f \tau_l} \quad (3)$$

令  $t = nT_f, f = k\Delta f$ , 则式(3)可重新表示为:

$$H(n, k) \triangleq H(nT_f, k\Delta f) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l(nT_f) e^{-j2\pi k \Delta f \tau_l} \quad (4)$$

其中,  $T_f$  和  $\Delta f$  分别表示 OFDM 符号的长度和载波间隔,  $H(n, k)$  表示第  $n$  个 OFDM 符号在第  $k$  个子载波处的频域信道响应。根据文献[5],  $H(n, k)$  的相关函数可表示为:

$$r_H(m, l) \triangleq E\{H(n+m, k+l) H^*(n, k)\} = r_t(m) r_f(l) \quad (5)$$

其中,  $r_t(m) = J_0(2\pi m f_D T_f)$  表示时域相关函数,  $r_f(l) = \sum_{l=0}^{L-1} \sigma_l^2 e^{-j2\pi k \Delta f \tau_l}$  表示频域相关函数。公式(5)揭示了信道相关函数的时频可分离性。

### 1.2 信号模型

图 1 给出了某给定用户的时频二维导频结构示意图。为方便起见, 本文仅考虑矩形导频结构, 但本文所提算法亦可推广至采用菱形导频结构的 OFDMA 系统。如图 1 所示, 导频符号在时域和频域分别以  $D_t$  和  $D_f$  等间隔插入, 其长度分别表示为  $L_T$  和  $L_F$ 。令  $X(n_p, k_q)$  表示第  $n_p$  个 OFDM 符号在第  $k_q$  个子载波处的导频符号(不失一般性, 可假设

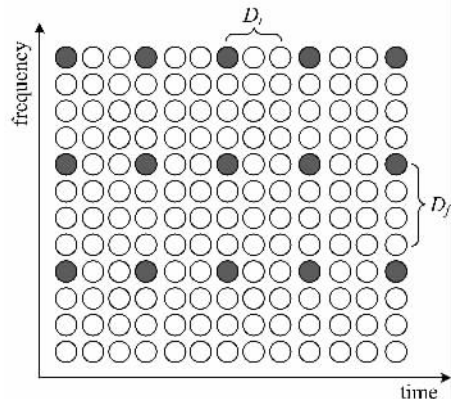


图 1 二维导频结构示意图

Fig. 1 Example of time-frequency grid in OFDM

$X(n_p, k_q)$  的幅度恒为 1), 则有:  $n_p = pD_t + \alpha$ ,  $k_q = qD_f + \beta$ , 其中  $p=0, 1, \dots, L_T-1$ ,  $q=0, 1, \dots, L_F-1$ ,  $\alpha$  和  $\beta$  分别表示导频符号在时域和频域的初始位置. 基于上述假设, 第  $n_p$  个 OFDM 符号在第  $k_q$  个子载波处的接收导频符号可表示为:

$$Y(n_p, k_q) = X(n_p, k_q)H(n_p, k_q) + Z(n_p, k_q) \quad (6)$$

其中,  $H(n_p, k_q)$  表示第  $n_p$  个 OFDM 符号在第  $k_q$  个子载波处频域信道参数;  $Z(n_p, k_q)$  是均值为零、方差为  $\sigma_z^2$  的加性高斯白噪声.

令  $\tilde{\mathbf{Y}}(n_p) = [Y(n_p, k_0), Y(n_p, k_1), \dots, Y(n_p, k_{L_F-1})]^T$  表示第  $n_p$  个 OFDM 符号接收到的导频符号,  $\tilde{\mathbf{Y}} = [\tilde{\mathbf{Y}}^T(n_0), \tilde{\mathbf{Y}}^T(n_1), \dots, \tilde{\mathbf{Y}}^T(n_{L_T-1})]^T$  表示所有接收到的导频符号, 则有:

$$\tilde{\mathbf{Y}} = \text{diag}\{\tilde{\mathbf{X}}\}\tilde{\mathbf{H}} + \tilde{\mathbf{Z}} \quad (7)$$

其中,  $\tilde{\mathbf{X}}$ ,  $\tilde{\mathbf{H}}$  和  $\tilde{\mathbf{Z}}$  分别表示由所有导频位置处的信号、信道和噪声组成的向量, 其排列方式均与  $\tilde{\mathbf{Y}}$  一致;  $\text{diag}\{\mathbf{a}\}$  表示主对角线元素为  $\mathbf{a}$  的对角阵.

令  $\mathbf{H}(n) = [H(n, \beta), H(n, \beta+1), \dots, H(n, \beta+K-1)]^T$  表示给定用户在第  $n$  个 OFDM 符号内的频域信道参数,  $\mathbf{H} = [\mathbf{H}^T(0), \mathbf{H}^T(1), \dots, \mathbf{H}^T(N-1)]^T$  表示该用户在其传输块内的所有频域信道参数, 则有:

$$\tilde{\mathbf{H}} = (\mathbf{B} \otimes \mathbf{A})\mathbf{H} \quad (8)$$

其中,  $K$  表示用户所占用的子载波数;  $\mathbf{A}$  是单位阵  $\mathbf{I}_K$  的抽取阵, 其第  $q$  列为  $\mathbf{I}_K$  的第  $k_q$  列;  $\mathbf{B}$  是单位阵  $\mathbf{I}_N$  的抽取阵, 其第  $p$  列为  $\mathbf{I}_N$  的第  $n_p$  列; 算子  $\otimes$  表示矩阵的 Kronecker 乘积. 将式(8)代入式(7)可得:

$$\tilde{\mathbf{Y}} = \text{diag}\{\tilde{\mathbf{X}}\}(\mathbf{B} \otimes \mathbf{A})\mathbf{H} + \tilde{\mathbf{Z}} \quad (9)$$

## 2 信道估计算法

本节首先讨论传统的 LMMSE 信道估计, 接着讨论基于二维 DCT 的信道估计方法.

### 2.1 线性 MMSE 信道估计

信道估计的目标就是根据已知的导频信号  $\tilde{\mathbf{X}}$ , 利用接收导频信号  $\tilde{\mathbf{Y}}$  恢复出未知信道参数  $\mathbf{H}$ . 根据式(9),  $\mathbf{H}$  的线性最小均方误差 (LMMSE) 解<sup>[10]</sup> 可表示为:

$$\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{R}_H(\mathbf{B} \otimes \mathbf{A})^H(\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{H}}} + \sigma_z^2 \mathbf{I}_{L_T L_F})^{-1} \text{diag}\{\tilde{\mathbf{X}}\}^H \tilde{\mathbf{Y}} \quad (10)$$

其中,  $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{H}}} = E\{\tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{H}}^H\}$  表示导频符号处频域信道参数的相关矩阵;  $\mathbf{R}_H = E\{\mathbf{H}\mathbf{H}^H\}$  表示传输块内所有频域信道参数的相关矩阵.

由式(10)可知, 最优信道估计器需要利用信道的统计特性  $\mathbf{R}_H$  和  $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{H}}}$ . 根据式(5)所表述的信道相关函数时频可分离性, 可得:

$$\mathbf{R}_H = \mathbf{R}_t \otimes \mathbf{R}_f \quad (11)$$

其中,  $\mathbf{R}_t$  表示时域相关阵, 其元素为  $[\mathbf{R}_t]_{n_1, n_2} = r_t(n_2 - n_1)$ ;  $\mathbf{R}_f$  表示频域相关阵, 其元素为  $[\mathbf{R}_f]_{k_1 - \beta, k_2 - \beta} = r_f(k_2 - k_1)$ , 且  $\beta \leq k_1, k_2 \leq \beta + K - 1$ . 假设  $\mathbf{R}_t$  和  $\mathbf{R}_f$  的特征分解可分别表示为  $\mathbf{R}_t = \mathbf{U}_t \mathbf{\Lambda}_t \mathbf{U}_t^H$  和  $\mathbf{R}_f = \mathbf{U}_f \mathbf{\Lambda}_f \mathbf{U}_f^H$ , 则  $\mathbf{R}_H$  的特征分解可表示为:

$$\mathbf{R}_H = \mathbf{U} \mathbf{\Lambda} \mathbf{U}^H \quad (12)$$

其中,  $\mathbf{U} = \mathbf{U}_t \otimes \mathbf{U}_f$ ,  $\mathbf{\Lambda} = \mathbf{\Lambda}_t \otimes \mathbf{\Lambda}_f$ ,  $\mathbf{\Lambda}_t = \text{diag}\{\lambda_{t,0}, \dots, \lambda_{t,N-1}\}$ ,  $\mathbf{\Lambda}_f = \text{diag}\{\lambda_{f,0}, \dots, \lambda_{f,K-1}\}$ .

由式(8),  $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{H}}}$  可表示为:

$$\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{H}}} = \tilde{\mathbf{R}}_t \otimes \tilde{\mathbf{R}}_f \quad (13)$$

其中,  $\tilde{\mathbf{R}}_t = \mathbf{B} \mathbf{R}_t \mathbf{B}^H$ ,  $\tilde{\mathbf{R}}_f = \mathbf{A} \mathbf{R}_f \mathbf{A}^H$ . 假设  $\tilde{\mathbf{R}}_t$  和  $\tilde{\mathbf{R}}_f$  的特征分解可分别表示为  $\tilde{\mathbf{R}}_t = \tilde{\mathbf{U}}_t \tilde{\mathbf{\Lambda}}_t \tilde{\mathbf{U}}_t^H$  和  $\tilde{\mathbf{R}}_f = \tilde{\mathbf{U}}_f \tilde{\mathbf{\Lambda}}_f \tilde{\mathbf{U}}_f^H$ , 则  $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{H}}}$  的特征分解可表示为:

$$\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{H}}} = \tilde{\mathbf{U}} \tilde{\mathbf{\Lambda}} \tilde{\mathbf{U}}^H \quad (14)$$

其中,  $\tilde{\mathbf{U}} = \tilde{\mathbf{U}}_t \otimes \tilde{\mathbf{U}}_f$ ,  $\tilde{\mathbf{\Lambda}} = \tilde{\mathbf{\Lambda}}_t \otimes \tilde{\mathbf{\Lambda}}_f$ ,  $\tilde{\mathbf{\Lambda}}_t = \text{diag}\{\tilde{\lambda}_{t,0}, \dots, \tilde{\lambda}_{t,L_T-1}\}$ ,  $\tilde{\mathbf{\Lambda}}_f = \text{diag}\{\tilde{\lambda}_{f,0}, \dots, \tilde{\lambda}_{f,L_F-1}\}$ .

将式(12)和(14)代入式(10), 可得:

$$\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{U}_E \mathbf{\Gamma} \tilde{\mathbf{U}}^H \tilde{\mathbf{H}}_{\text{ini}} \quad (15)$$

其中

$$\tilde{\mathbf{H}}_{\text{ini}} = \text{diag}\{\tilde{\mathbf{X}}\}^H \tilde{\mathbf{Y}} \quad (16)$$

$\mathbf{U}_E = \mathbf{U} \mathbf{\Lambda} \mathbf{U}^H (\mathbf{B} \otimes \mathbf{A})^H (\mathbf{B} \otimes \mathbf{A})^H \tilde{\mathbf{U}} \tilde{\mathbf{\Lambda}}^\dagger$ ,  $\mathbf{\Gamma} = \tilde{\mathbf{\Lambda}} (\tilde{\mathbf{\Lambda}} + \sigma_z^2 \mathbf{I}_{L_T L_F})^{-1}$ ,  $(\cdot)^\dagger$  表示矩阵的伪逆. 值得指出的是,

$\tilde{\mathbf{H}}_{\text{ini}}$  是  $\tilde{\mathbf{H}}$  的最小二乘估计. 由式(15)可以看出, 最优的 LMMSE 信道估计可分两步实现: 首先根据式(16)获取初始信道参数的估计; 接着在变换域内对其进行时频二维滤波.

### 2.2 基于二维 DCT 的信道估计

公式(15)中的时频二维滤波需要在线估计信道的相关阵并对其进行特征分解, 由于其复杂度太高, 无法应用于实际系统. 本小节讨论时频二维滤波的快速算法.

时频二维滤波的实现可描述为如下三个步骤:

①利用  $\tilde{\mathbf{U}}$  对初始信道估计  $\hat{\mathbf{H}}_{\text{ini}}$  进行最优解相关, 所得信号  $\tilde{\mathbf{U}}^H \hat{\mathbf{H}}_{\text{ini}}$  的相关阵可表示为  $\tilde{\mathbf{\Lambda}} + \sigma_z^2 \mathbf{I}_{L_T L_F}$ ; ②利用  $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{H}}}$  的特征值对  $\tilde{\mathbf{U}}^H \hat{\mathbf{H}}_{\text{ini}}$  在变换域进行单点 LMMSE 滤波; ③利用  $\mathbf{U}_E$  重建  $\hat{\mathbf{H}}$ .

在实际工程应用中, 为了降低实现复杂度, 常采用离散余弦变换(DCT)来逼近最优的解相关变换, DCT 的基集合可较好地对角化有限阶马尔可夫过程的相关矩阵<sup>[11]</sup>. 在本文中, 将矩阵  $\tilde{\mathbf{U}}_T^H$  和  $\tilde{\mathbf{U}}_F^H$  分别固定为  $L_T$  点的 II 型 DCT 矩阵  $\mathbf{C}_{L_T}^{\text{II}}$  和  $L_F$  点的 II 型 DCT 矩阵  $\mathbf{C}_{L_F}^{\text{II}}$ , 其元素可分别表示为<sup>[12]</sup>:

$$[\mathbf{C}_{L_T}^{\text{II}}]_{k,l} = \kappa_k \cos \frac{\pi k(l+0.5)}{L_T} \quad (17)$$

$$[\mathbf{C}_{L_F}^{\text{II}}]_{k,l} = \mu_k \cos \frac{\pi k(l+0.5)}{L_F} \quad (18)$$

其中,

$$\kappa_k = \begin{cases} 1/\sqrt{L_T}, & k=0, \\ \sqrt{2}/\sqrt{L_T}, & k \neq 0. \end{cases} \quad (19)$$

$$\mu_k = \begin{cases} 1/\sqrt{L_F}, & k=0, \\ \sqrt{2}/\sqrt{L_F}, & k \neq 0. \end{cases} \quad (20)$$

容易证明  $\mathbf{U}_E$  与信道相关矩阵的特征值无关. 基于此,  $\mathbf{U}_E$  可表示为  $\mathbf{U}_{E,t}$  和  $\mathbf{U}_{E,f}$  的直积, 其中  $\mathbf{U}_{E,t}$  和  $\mathbf{U}_{E,f}$  分别可用  $N$  点的扩展 DCT 阵  $\underline{\mathbf{C}}_{L_T}^{\text{II}}$  和  $K$  点的扩展 DCT 阵  $\underline{\mathbf{C}}_{L_F}^{\text{II}}$  代替.  $\underline{\mathbf{C}}_{L_T}^{\text{II}}$  的定义式为:

$$[\underline{\mathbf{C}}_{L_T}^{\text{II}}]_{k,l} = \kappa_k \cos \frac{\pi k(l/D_t + 0.5)}{L_T} \quad (21)$$

其中,  $0 \leq k \leq L_T - 1, 0 \leq l \leq N - 1$ .  $\underline{\mathbf{C}}_{L_F}^{\text{II}}$  的定义式为:

$$[\underline{\mathbf{C}}_{L_F}^{\text{II}}]_{k,l} = \mu_k \cos \frac{\pi k(l/D_f + 0.5)}{L_F} \quad (22)$$

其中,  $0 \leq k \leq L_F - 1, 0 \leq l \leq K - 1$ . 容易验证下述关系式成立:

$$\underline{\mathbf{C}}_{L_T}^{\text{II}} \mathbf{B}^H = \mathbf{C}_{L_T}^{\text{II}} \quad (23)$$

$$\underline{\mathbf{C}}_{L_F}^{\text{II}} \mathbf{A}^H = \mathbf{C}_{L_F}^{\text{II}} \quad (24)$$

综上, 利用  $\mathbf{C}_{L_T}^{\text{II}} \otimes \mathbf{C}_{L_F}^{\text{II}}$  替换  $\tilde{\mathbf{U}}$ ,  $\underline{\mathbf{C}}_{L_T}^{\text{II}} \otimes \underline{\mathbf{C}}_{L_F}^{\text{II}}$  替换  $\mathbf{U}_E$ , 式(15)可表示为:

$$\hat{\mathbf{H}} = (\underline{\mathbf{C}}_{L_T}^{\text{II}} \otimes \underline{\mathbf{C}}_{L_F}^{\text{II}})^T \mathbf{I} \mathbf{d} \quad (25)$$

其中,

$$\mathbf{d} = (\mathbf{C}_{L_T}^{\text{II}} \otimes \mathbf{C}_{L_F}^{\text{II}}) \hat{\mathbf{H}}_{\text{ini}} \quad (26)$$

令  $d_{p,q}$  表示  $\mathbf{d}$  的第  $(pL_T + q)$  个元素, 则有:

$$E\{|d_{p,q}|^2\} \approx \tilde{\lambda}_{t,p} \tilde{\lambda}_{f,q} + \sigma_z^2 \quad (27)$$

因此,  $\mathbf{R}$  的第  $(pL_T + q)$  个对角元素可近似为  $(E\{|d_{p,q}|^2\} - \sigma_z^2)/E\{|d_{p,q}|^2\}$ .

由式(25), (26)可以看出, 该方法无需在线估计信道相关阵且避免了矩阵的特征分解运算. 基于二维 DCT 的信道估计算法具体可描述为: ①利用二维 DCT 将  $\hat{\mathbf{H}}_{\text{ini}}$  变换至 DCT 域, 所得信号记为  $\mathbf{d}$ ; ②利用式(27)估计单点滤波矩阵  $\mathbf{R}$  并用其对  $\mathbf{d}$  滤波; ③利用扩展的二维 DCT 对滤波后的信号进行反变换得  $\hat{\mathbf{H}}$ . 与离散傅立叶变换一样, DCT 也具有快速算法<sup>[12]</sup>, 计算式(26)和(25)所需的实数乘法次数分别为  $L_T L_F (\frac{3}{4} \log_2 L_T L_F - 2) + 3(L_T + L_F)$  和  $D_t(L_T + 1)D_f(L_F + 1) (\frac{3}{4} \log_2 D_t(L_T + 1)D_f(L_F + 1) - 2) + 3(D_t(L_T + 1) + D_f(L_F + 1))$ .

### 3 仿真结果

本节对所提出的基于二维 DCT 的 OFDMA 系统信道估计方法进行仿真实验. 仿真中单个 OFDM 符号的子载波总数为 2 048, 单个用户所占用的子载波数和 OFDM 符号数分别为 288 和 14. 导频信号在频域和时域的插入间隔分别为 6 和 3. 系统载频为 2.0 GHz, 总带宽为 30.72 MHz. 信道多径数为 6, 其时延功率谱满足指数分布.

仿真中分别比较了如下三种信道估计器: ①二维 LMMSE 信道估计器, 如公式(10)所示, 其中信道统计参数假设已知, 该估计器的性能可视为线性估计器的下界; ②基于二维 DFT 的信道估计器, 即将公式(15)中的  $\tilde{\mathbf{U}}$  和  $\mathbf{U}_E$  分别用合适尺寸的二维 DFT 矩阵进行替换, 其中信道统计参数通过在线估计获取; ③基于二维 DCT 信道估计器, 如公式(25), (26)所示, 其中信道统计参数通过在线估计获取. 信道估计器的性能采用归一化均方误差(NMSE)来衡量, 其定义式为:

$$10 \lg(E\{\|\mathbf{H} - \hat{\mathbf{H}}\|^2\}/E\{\|\mathbf{H}\|^2\}).$$

图 2 和图 3 分别对比了车速为 30 km/h 和 250 km/h 时信道参数估计的 NMSE 性能. 由图 2 和图 3 的结果可知: 基于二维 DCT 的信道估计器性能可较好地逼近二维 LMMSE 信道估计器; 而基于二维 DFT 的信道估计器将出现平底效应, 当终端移动速度较高时平底效应尤为严重.

### 4 结论

本文提出一种基于二维 DCT 的 OFDMA 系统

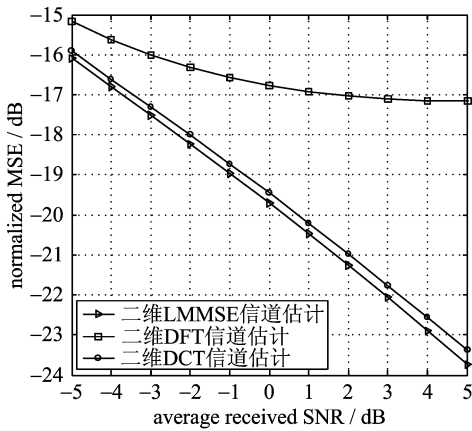


图 2 不同信道估计器性能比较 ( $V = 30$  km/h)

Fig. 2 Performance comparison between different channel estimators ( $V = 30$  km/h)

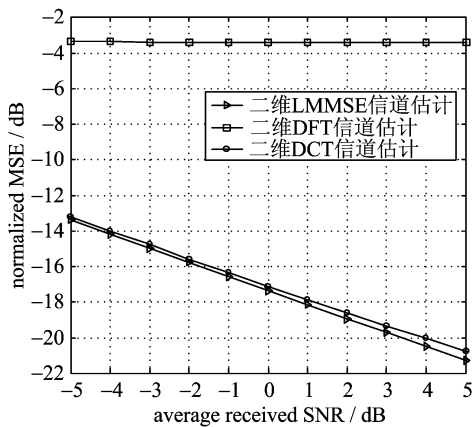


图 3 不同信道估计器性能比较 ( $V = 250$  km/h)

Fig. 3 Performance comparison between different channel estimators ( $V = 250$  km/h)

信道估计方法,该方法可有效克服传统的基于 DFT 的信道估计方法在用户仅占用有限时频资源块以及终端高速移动时的平底效应,并能以较低的实现复杂度获取逼近最优二维 LMMSE 估计器的性能. 本文所提的信道估计方法可在接收信噪比较低时获取较高的信道估计精度,因此在 OFDMA 下行传输链路中,采用该方法既可降低基站端导频的发送功率,亦可降低移动终端信道估计所需的功耗,从而为工作在低信噪比条件下的接收机提供了高精度的信道估计,进而为实现“绿色通信”奠定了基础.

#### 参考文献(References)

[1] ITU-R Radio Assembly. Framework and overall

objectives of the future development of IMT-2000 and systems beyond IMT-2000; Recommendation ITU-R M.1645[S]. ITU, 2003.

- [2] You X H, Chen G A, Chen M, et al. Toward beyond 3G: the FuTURE project of China [J]. IEEE Communications Magazine, 2005, 43 (1): 70-75.
- [3] Wang Z, Giannakis G B. Wireless multicarrier communications-Where Fourier meets Shannon [J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2000, 17 (3): 29-48.
- [4] Stuber G L, Barry J R, Mclaughlin S W, et al. Broadband MIMO-OFDM wireless communications [J]. Proceedings of the IEEE, 2004, 92 (2), 271-294.
- [5] Li Y. Simplified channel estimation for OFDM systems with multiple transmit antennas [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2002, 1 (1): 67-75.
- [6] Ma X, Yang L, Giannakis G B. Optimal training for MIMO frequency-selective fading channels [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 4 (2): 453-466.
- [7] Tepedelenlioglu C, Giannakis G B. Transmitter redundancy for blind estimation and equalization of time- and frequency-selective channels [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2000, 48 (7): 2 029-2 043.
- [8] Hoehner P, Kaiser S, Robertson P. Two-dimensional pilot-symbol aided channel estimation by Wiener filtering [C]//Proceedings of 1997 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing. Munich: IEEE, 1997: 1 845-1 848.
- [9] Li Y. Pilot-symbol-aided channel estimation for OFDM in wireless systems [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2000, 49 (4): 1 207-1 215.
- [10] Kay S. Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory[M]. Englewood Cliffs NJ: Prentice Hall, 1987: 380.
- [11] Sanchez V, Garcia P, Peinado A M, et al., Diagonalizing properties of the discrete cosine transforms [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1995, 43 (11): 2 631-2 641.
- [12] Wang Z D. Fast algorithms for the discrete W transform and for the discrete Fourier transform [J]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, 1984, 32 (4): 803-816.