

文章编号:1007-5321(2012)03-0020-05

快变信道环境下的 MIMO OFDM 系统信道估计算法

耿欣, 胡捍英

(信息工程大学 信息工程学院, 郑州 450002)

摘要: 为了实现对快变信道环境下的多输入多输出正交频分复用(MIMO OFDM)系统信道估计,提出了一种基于多项式的基扩展模型(BEM),并联合迭代判决反馈并行干扰抵消(PIC)检测的信道估计算法. 利用BEM将信道估计转化为对少量模型参数估计的特性,并结合PIC检测算法,以达到精确信道估计和消除载波间干扰的目的. 仿真结果表明,该算法与传统最小二乘、线性最小均方误差信道估计算法相比,在误码率约为 10^{-3} 时,信噪比增益为5 dB左右. 此外,新算法不需要知道信道的时域统计特性,且采用了移相正交导频设计,在一定程度上降低了信道估计的复杂度.

关键词: 基扩展模型; 载波间干扰; 并行干扰抵消; 信道估计

中图分类号: TN929.53

文献标志码: A

Channel Estimation Algorithm for MIMO OFDM Systems in Fast Time-Varying Environments

GENG Xin, HU Han-ying

(Institute of Information Engineering, Information Engineering University, Zhengzhou 450002, China)

Abstract: In order to realize the channel estimation for multiple input multiple output (MIMO) orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) systems in fast time-varying environments, an algorithm of channel estimation based on the polynomial basis expansion model (BEM) and the parallel interference cancellation algorithm with iterative decision feedback is proposed. With help of the parallel interference cancellation algorithm, the accurate channel estimation and the removed inter-carrier interference are achieved based on the feature of which the BEM can transfer the channel estimation to a small amount of parameter estimation. Simulations shows that the signal to noise ratio gain reaches approximately 5 dB when the bit error rate is about 10^{-3} , compared to the traditional estimation algorithms of least square and linear minimum mean square error. Furthermore, the algorithm doesn't need to know the channel characteristic of time domain. The phase shift orthogonal pilot sequence is adopted, and the computational complexity of channel estimation is reduced thereafter.

Key words: basis expansion model; inter-sub-carrier interference; parallel interference cancellation; channel estimation

在高数据率的 MIMO OFDM 系统中,对信道快速、准确地估计和跟踪是实现系统分集合并、相干检测和空时译码的前提,也是获得性能改善的保证.

因此,信道估计对 MIMO OFDM 系统至关重要. 如何有效解决信道估计问题^[1-3]一直以来都是业内学者研究的热点.

收稿日期: 2011-07-25

基金项目: 国家高技术研究发展计划项目(20090AA011504)

作者简介: 耿欣(1979—),男,博士生, E-mail: gengxin1999@163.com; 胡捍英(1961—),男,教授,博士生导师.

对于快变信道环境,每个 OFDM 符号内信道将呈现复杂曲线变化,简单线性变化已无法描述,需用更高阶的曲线近似. BEM 能准确逼近此类时变信道,且可将该复杂信道估计转化为对少量模型参数的估计.

快变信道环境下的系统性能改善主要取决于 2 个关键问题:信道系数的精确估计和载波间干扰(ICI, inter carrier interference)的消除. 然而二者相互影响,ICI 的消除一般需精确地信道估计;反过来,在较高信噪比时,信道系数的估计又会受到 ICI 的影响. 文献[4]中提出了一种符号迭代判决反馈与卡尔曼滤波相结合信道估计的方法,可达到渐进消除 ICI 和跟踪信道的目的. 但卡尔曼滤波器须知道信道的时变统计特性,而这在实际中是未知的,且该算法无法利用等间隔导频的特性,其大矩阵求逆无法简化,计算复杂度较高.

目前,有效解决上述问题的研究不多,因此,提出了一种基于多项式 BEM 估计与基于符号迭代判决反馈 PIC(parallel interference cancellation)检测的联合算法,该算法不仅充分发挥了 BEM 和 PIC 的优势,既提高了估计精度,降低了 ICI,又充分利用了等间隔移相正交导频特性,在不增加导频开销的前提下,有效降低了信道估计的复杂度.

1 MIMO OFDM 系统模型

假设 MIMO OFDM 系统中的收、发天线数分别为 N_r, N_t , FFT/IFFFT 点数为 N_{FFT} , 系统的活动子载波集合为 Ω_u , 相应个数为 $N_u = |\Omega_u|$. 数据子载波集合为 Ω_d , 相应个数为 $N_d = |\Omega_d|$. 针对快衰落信道环境,采用经典的梳状导频,且每个 OFDM 符号内的导频子载波采用等间隔移相正交导频序列^[5], 间隔为 N_f , 导频子载波集合为 Ω_p , 相应个数为 $N_p = |\Omega_p|$, 且满足条件 $N_p \geq N_t L$, L 为 MIMO 信道的 CIR(channel impulse response) 长度.

另外,该 MIMO 信道采用经典的多径抽头延迟线模型来描述,即第 n_t 根发送天线与第 n_r 根接收天线之间信道的等效复低通冲激响应^[6] 为

$$h_{n_r, n_t}(t; \tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{n_r, n_t}(t; l) \delta(\tau - l) \quad (1)$$

其中, $h_{n_r, n_t}(t; l)$ 为第 n_t 根发送天线与第 n_r 根接收天线之间的第 l ($l = 0, 1, \dots, L-1$) 条径的信道响应.

假设每条径的最大多普勒频率均为 f_m , 每个 OFDM 符号时间长度为 T_s , 用参数 $f_m T_s$ 的大小表征

不同的快衰落信道环境条件. 系统的采样间隔为 Δt_s , 相应地有 $T_s = N_z \Delta t_s$, $N_z = N_{\text{FFT}} + N_{\text{cp}}$, N_{cp} 为 OFDM 符号的循环前缀. 因此,第 n' 个 OFDM 符号内第 k_i ($k_i \in \Omega_u$) 个子载波上,系统的基带频域接收模型(存在 ICI) 为

$$\mathbf{Y}(n'; k_i) = \mathbf{H}_{k_i, k_i}(n') \mathbf{X}(n'; k_i) + \mathbf{Z}(n'; k_i) \quad (2)$$

其中: $\mathbf{Y}(n'; k_i)$ 为接收符号向量; $\mathbf{X}(n'; k_i)$ 为发送符号向量; $\mathbf{Z}(n'; k_i)$ 为干扰噪声向量; 且有

$$\mathbf{Z}(n'; k_i) = \mathbf{I}(n'; k_i) + \mathbf{W}(n'; k_i) \quad (3)$$

其中: $\mathbf{W}(n'; k_i)$ 为零均值、方差为 $\sigma_w^2 \mathbf{I}_{N_r}$ 的复高斯向量; $\mathbf{I}(n'; k_i) = \sum_{k_j \neq k_i} \mathbf{H}_{k_i, k_j}(n') \mathbf{X}(n'; k_j)$ 为 ICI 分量.

2 BEM 估计与 PIC 检测联合算法

2.1 基于多项式的 BEM 估计

选择基于多项式的 BEM 来描述该快变 MIMO 信道模型,且相应的基函数为 $b_q(t) = t^q$, 对于第 n 个 OFDM 符号块(包含时间区间 $[n, n + Q - 1]$) 内连续的 Q 个 OFDM 符号, 其第 l 条径上第 $m \in [-N_{\text{cp}}, QN_z - N_{\text{cp}} - 1]$ 个采样点的信道系数用 BEM 表示为

$$h_{n_r, n_t}(n, m; l) = \sum_{q=0}^{Q-1} h_{n_r, n_t}^b(n + q; l) m^q + \varepsilon_{n_r, n_t}(n, m; l) \quad (4)$$

其中: $h_{n_r, n_t}^b(n + q; l)$ 为第 l 条径上第 $n + q$ 个 OFDM 符号时间内的 BEM 系数; $\varepsilon_{n_r, n_t}(n, m; l)$ 为相对应的 BEM 模型误差.

定义 $\mathbf{h}_{n_r, n_t}^b(n; l)$ 为第 n 个 OFDM 符号块内信道对应 BEM 中 Q 个待估参数所组成的向量.

利用式(4)和上述定义可进一步得

$$\mathbf{h}_{n_r, n_t}(n'; l) = \mathbf{B}(n' - n) \mathbf{h}_{n_r, n_t}^b(n; l) + \varepsilon_{n_r, n_t}(n'; l) \quad (5)$$

又 $\bar{\mathbf{h}}_{n_r, n_t}(n'; l) = \boldsymbol{\beta} \mathbf{h}_{n_r, n_t}(n'; l)$ (6)

其中: $\bar{\mathbf{h}}_{n_r, n_t}(n'; l) = \sum_{m=0}^{N_{\text{FFT}}-1} h_{n_r, n_t}(n', m; l) / N_{\text{FFT}}$; $\boldsymbol{\beta} = [1, 1, \dots, 1] / N_{\text{FFT}}$; $[\mathbf{B}(n' - n)]_{m' - (n' - n)N_z + 1, q+1} = (m')^q$, $n' \in [n, n + Q - 1]$, $m' \in [(n' - n)N_z, (n' - n)N_z + N_{\text{FFT}} - 1]$.

令 $\bar{\mathbf{h}}_{n_r, n_t}(n; l) = [\bar{h}_{n_r, n_t}(n; l), \dots, \bar{h}_{n_r, n_t}(n + Q - 1; l)]^T$, 再利用式(5), 对向量 $\bar{\mathbf{h}}_{n_r, n_t}(n; l)$ 整理得

$$\bar{\mathbf{h}}_{n_r, n_t}(n; l) = \mathbf{T} \mathbf{h}_{n_r, n_t}^b(n; l) + \bar{\boldsymbol{\varepsilon}}_{n_r, n_t}(n; l) \quad (7)$$

其中, 变换矩阵 $\mathbf{T} = [\mathbf{B}^T(0) \boldsymbol{\beta}^T, \dots, \mathbf{B}^T(Q -$

$1)\boldsymbol{\beta}^T]^T$. 对于式(7), 利用最小二乘估计 (LS, least square) 可得

$$\hat{\mathbf{H}}_{n_r, n_t}^b(n; l) = \mathbf{T}^{-1} \bar{\mathbf{h}}_{n_r, n_t}(n; l) \quad (8)$$

由式(8)可知, 还需对 $\bar{\mathbf{h}}_{n_r, n_t}(n; l)$ 进行估计, 且其估计值为 $\hat{\bar{\mathbf{h}}}_{n_r, n_t}(n; l)$, 即有 BEM 系数估计为

$$\hat{\mathbf{H}}_{n_r, n_t}^b(n; l) \approx \mathbf{T}^{-1} \hat{\bar{\mathbf{h}}}_{n_r, n_t}(n; l) \quad (9)$$

最后, 再利用式(5)、式(9)可得该时变 MIMO 信道的信道估计为

$$\hat{\mathbf{h}}(n') = [\mathbf{I}_{N_r N_t} \otimes \mathbf{B}(n' - n) \mathbf{T}^{-1}] \hat{\bar{\mathbf{h}}}(n) \quad (10)$$

若式(10)中 $\mathbf{B}(n' - n) \mathbf{T}^{-1}$ 均已知, 而 $\hat{\bar{\mathbf{h}}}(n)$ 未知, 下面将进一步利用导频子载波来获取 $\hat{\bar{\mathbf{h}}}(n)$.

第 $n' \in [n, n + Q - 1]$ 符号时间内所有接收天线上导频子载波接收向量为

$$\mathbf{Y}^{\Omega_p}(n') = (\mathbf{I}_{N_r} \otimes \boldsymbol{\Gamma}_{\Omega_p}) \bar{\mathbf{h}}'(n') + \bar{\mathbf{W}}^{\Omega_p}(n') \quad (11)$$

进一步利用移相正交导频序列特性^[5], 得 $\bar{\mathbf{h}}'(n')$ 的最小二乘估计为

$$\hat{\bar{\mathbf{h}}}'(n') = (P_{\Omega_p} / N_t) (\mathbf{I}_{N_r} \otimes \boldsymbol{\Gamma}_{\Omega_p}^H) \mathbf{Y}^{\Omega_p}(n') \quad (12)$$

从而利用 $\hat{\bar{\mathbf{h}}}'(n')$ 可得 $\bar{\mathbf{h}}(n)$ 的估计为

$$\hat{\bar{\mathbf{h}}}(n) = \text{vec} \{ [\hat{\bar{\mathbf{h}}}'(n), \dots, \hat{\bar{\mathbf{h}}}'(n + Q - 1)]^T \} \quad (13)$$

再利用 $\hat{\bar{\mathbf{h}}}(n')$, 进而得 $\mathbf{H}_{k_i, k_j}(n')$ 的估计为

$$\text{vec}[\hat{\mathbf{H}}_{k_i, k_j}(n')] = (\mathbf{I}_{N_r N_t} \otimes \mathbf{g}_{k_j}^T \otimes \mathbf{f}_{k_i, k_j}^T) \hat{\bar{\mathbf{h}}}(n') \quad (14)$$

$$\mathbf{g}_{k_j} = \left[e^{\frac{-j2\pi k_j 0}{N_{\text{FFT}}}}, \dots, e^{\frac{-j2\pi k_j (L-1)}{N_{\text{FFT}}}} \right]^T$$

$$\mathbf{f}_{k_i, k_j} = \left[e^{\frac{-j2\pi(k_i - k_j)0}{N_{\text{FFT}}}}, \dots, e^{\frac{-j2\pi(k_i - k_j)(N_{\text{FFT}}-1)}{N_{\text{FFT}}}} \right]^T / N_{\text{FFT}}$$

2.2 基于迭代判决反馈的 PIC 检测

采用的 ICI 干扰抵消 (IC) 为 PIC^[7], 主要考虑到这种 PIC 方式相对其他 IC 方式具有较小的实现复杂度和计算时延, 且性能较好. 该联合算法的系统结构框图 (含详细的迭代判决反馈 PIC 检测) 如图 1 所示.

图 1 中, 基于迭代判决反馈^[8] PIC 检测模块的迭代步骤如下.

初始化. 令 $\mathbf{Y}_p^{(0)}(n') = \mathbf{Y}_p(n')$, 由 BEM 信道估计模块得到初始 $\hat{\bar{\mathbf{h}}}(n')$, 进而得到初始的 $\hat{\mathbf{H}}_{k_i, k_j}^{(0)}(n')$ ($k_i, k_j \in \Omega_u$), 再由初始 MIMO 检测模块得

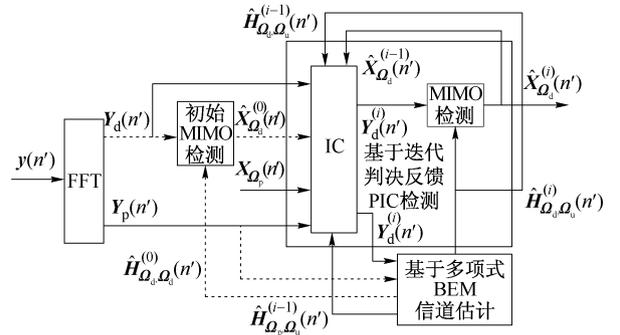


图 1 联合算法的系统结构框图

到 $\hat{\mathbf{X}}^{(0)}(n'; k_i)$, $k_i \in \Omega_d$.

迭代循环过程如下.

for $i = 1 : N_i$ (N_i 为判决反馈迭代次数)

1) 对第 k_p ($k_p \in \Omega_p$) 个导频子载波上的 ICI 进行重构得

$$\hat{\mathbf{I}}_{\Omega_u, k_p}^{(i-1)}(n') = \hat{\mathbf{I}}_{\Omega_u, k_p}^{(i-1)}(n') + \hat{\mathbf{I}}_{\Omega_d, k_p}^{(i-1)}(n')$$

$$\hat{\mathbf{I}}_{\Omega_p, k_p}^{(i-1)}(n') = \sum_{\substack{k_j \neq k_p \\ k_j \in \Omega_p}} \hat{\mathbf{H}}_{k_p, k_j}^{(i-1)}(n') \mathbf{X}(n'; k_j)$$

$$\hat{\mathbf{I}}_{\Omega_d, k_p}^{(i-1)}(n') = \sum_{k_j \in \Omega_d} \hat{\mathbf{H}}_{k_p, k_j}^{(i-1)}(n') \hat{\mathbf{X}}^{(i-1)}(n'; k_j)$$

2) 对导频子载波进行干扰抵消

$$\mathbf{Y}_{k_p}^{(i)}(n') = \mathbf{Y}_{k_p}(n') - \hat{\mathbf{I}}_{\Omega_u, k_p}^{(i-1)}(n')$$

3) 再由 $\mathbf{Y}_{k_p}^{(i)}(n') \Rightarrow \mathbf{Y}_p^{(i)}(n')$, 利用 BEM 信道估计模块对估计进行更新, 得到 $\hat{\mathbf{H}}_{k_i, k_j}^{(i)}(n')$.

4) 对第 k_i ($k_i \in \Omega_d$) 个数据子载波上的 ICI 进行重构得

$$\hat{\mathbf{I}}_{\Omega_u, k_i}^{(i)}(n') = \hat{\mathbf{I}}_{\Omega_u, k_i}^{(i)}(n') + \hat{\mathbf{I}}_{\Omega_d, k_i}^{(i)}(n')$$

$$\hat{\mathbf{I}}_{\Omega_p, k_i}^{(i)}(n') = \sum_{k_j \in \Omega_p} \hat{\mathbf{H}}_{k_i, k_j}^{(i)}(n') \mathbf{X}(k_j)$$

$$\hat{\mathbf{I}}_{\Omega_d, k_i}^{(i)}(n') = \sum_{\substack{k_j \in \Omega_d \\ k_j \neq k_i}} \hat{\mathbf{H}}_{k_i, k_j}^{(i)}(n') \hat{\mathbf{X}}^{(i-1)}(n'; k_j)$$

5) 对数据子载波进行干扰抵消得

$$\mathbf{Y}_{k_i}^{(i)}(n') = \mathbf{Y}_{k_i}(n') - \hat{\mathbf{I}}_{\Omega_u, k_i}^{(i)}(n')$$

6) 用 MIMO 检测模块对判决估计进行更新得

$$\mathbf{Y}_{k_i}^{(i)}(n') \Rightarrow \hat{\mathbf{X}}^{(i)}(n'; k_i)$$

End

2.3 信道估计 LB 界与计算复杂度分析

设信道估计的时域归一化均方误差 (NMSE) 为

$$\varepsilon_{\text{NMSE}} = \frac{1}{QLN_t N_r} \sum_{n', l, n_t, n_r} E[\|\Delta \mathbf{h}_{n_r, n_t}(n'; l)\|_F^2] \quad (15)$$

利用式(5)、式(7)和式(8),对式(15)作进一步化简得

$$\varepsilon_{\text{NMSE}} = \varepsilon_{\text{NMSE}}^{(0)} + \varepsilon_{\text{NMSE}}^{(1)} + \varepsilon_{\text{NMSE}}^{(2)} \quad (16)$$

其中

$$\varepsilon_{\text{NMSE}}^{(0)} = \sum_{\Delta=0}^{Q-1} \text{tr}[\tilde{\mathbf{R}}_h(\Delta) + \mathbf{R}_1(\Delta) - \mathbf{R}_2(\Delta) - \mathbf{R}_2^H(\Delta)] / (QL)$$

$$\varepsilon_{\text{NMSE}}^{(1)} = (\sigma_w^2 / Q) \sum_{\Delta=0}^{Q-1} \text{tr}[\mathbf{S}(\Delta)\mathbf{S}^H(\Delta)]$$

$$\mathbf{S}(\Delta) = \mathbf{B}(\Delta)\mathbf{T}^{-1}$$

$$\varepsilon_{\text{NMSE}}^{(2)} = (N_p \sigma_{\text{ICI}}^2 / \sigma_w^2) \varepsilon_{\text{NMSE}}^{(1)}$$

从式(16)中不难得到

$$\varepsilon_{\text{NMSE}} \geq \varepsilon_{\text{NMSE}}^{(\text{LB})} = \varepsilon_{\text{NMSE}}^{(0)} + \varepsilon_{\text{NMSE}}^{(1)} \quad (17)$$

当且仅当 $\sigma_{\text{ICI}}^2 = 0$ 时(即算法中残余的 ICI 为 0),

$\varepsilon_{\text{NMSE}}$ 达到该信道估计的 LB(下界) $\varepsilon_{\text{NMSE}}^{(\text{LB})}$. 此外,

$\varepsilon_{\text{NMSE}}^{(\text{LB})}$ 仅与信道的时域统计特性、BEM 类型有关.

该联合算法主要包括 MIMO 检测子模块、干扰再生抵消子模块和 BEM 信道估计子模块. 其中, MIMO 检测子模块的计算复杂度取决于其检测算法和迭代次数 N_i , 相应计算复杂度为 $O((N_i + 1)N_d 2^{N_i k})$, k 为调制阶数, N_d 为数据子载波个数. ICI 子模块中包含干扰再生与抵消两部分, 相应的计算复杂度为 $O(N_i N_r N_t N_u (N_u - 1))$, BEM 信道估计子模块的相应计算复杂度为 $O(N_i N_t N_r L N_p) + O(N_i N_t N_r L N_{\text{FFT}} Q)$.

3 仿真结果与分析

仿真实验中, MIMO OFDM 系统与 MIMO 信道模型的主要参数设置如下: $N_t = N_r = 2, N_{\text{FFT}} = N_u = 256$, 信道类型为频率选择性快衰落瑞利信道, 信道冲激响应长度为 $L = 8$.

图 2 和图 3 分别为快衰落信道环境下, 所提联

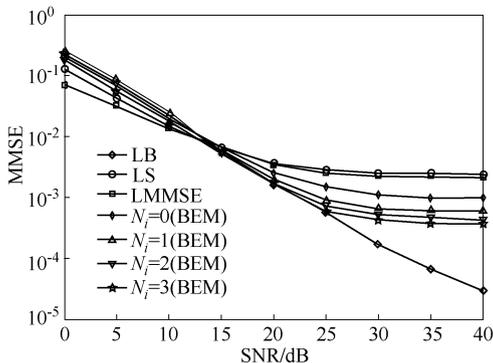


图 2 估计算法的 NMSE 性能对比 ($f_m T_s = 0.1, Q = 3$)

合算法(LB)与 LS、线性最小均方误差(LMMSE)信道估计算法的相应 MSE、BER 性能对比结果.

由图 2 和图 3 可以看出,对于快衰落信道环境条件 $f_m T_s = 0.1$, 在信噪比大于 15 dB 时,该联合算法在 MSE、BER 性能方面要优于传统 LS、LMMSE 信道估计算法性能.

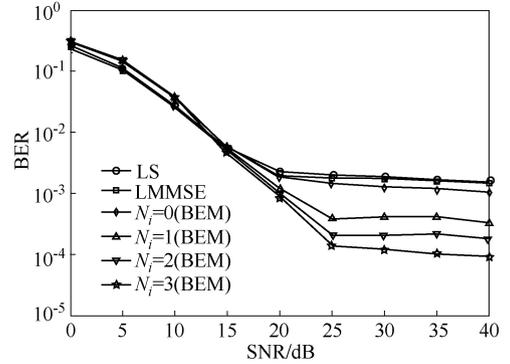


图 3 估计算法的 BER 性能对比 ($f_m T_s = 0.1, Q = 3$)

由图 3 可进一步看到当 BER 为 10^{-3} 左右、迭代次数不少于 1 次时,信噪比增益大约为 5dB,且随着反馈迭代次数的增加性能可得到进一步改善. 但在 SNR 小于 15 dB 时,性能略差于 LS、LMMSE. 这是 SNR 较低时, BEM 信道估计误差较大、迭代判决的错误传播较为严重所导致的. 此外,联合算法在 SNR 大于 25 dB 时,仍会出现“地板效应”,这是算法中的 BEM 模型误差和残余 ICI 导致的.

4 结束语

针对快变信道环境,提出了一种基于多项式 BEM 估计与基于符号迭代判决反馈 PIC 检测的联合算法,深入分析、推导了该算法信道估计性能的 LB 界和计算复杂度,仿真结果进一步验证了该算法在较高信噪比下,其 NMSE 与 BER 性能均优于传统的 LS、LMMSE 信道估计算法.

参考文献:

[1] Zhang Yang, Li Jiandong, Pang Lihua. Hybrid pilots assisted channel estimation algorithm for MIMO-OFDM systems [J]. Journal of Systems Engineering and Electronics, 2010, 21(5): 721-728.

[2] Kala Praveen Bagadi, Susmita Das Kala. MIMO-OFDM channel estimation using pilot carries [J]. International Journal of Computer Applications, 2010, 2(3): 0975-8887.

[3] Raghavendra M R, Lior E, Bhashyam S, et al. Channel

- estimation for pseudo-random tile-allocation in uplink OFDMA [J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2007, 55(11): 5370-5381.
- [4] Hussein Hijazi, Eric Pierre Simon, Laurent Ros. Channel estimation for MIMO-OFDM systems in fast time-varying environments [C] // ISCCSP 2010. Cyprus Limassol; IEEE Press, 2010: 1-6.
- [5] Imad Barhumi, Geert Leus, Marc Moonen. Optimal training design for MIMO OFDM systems in mobile wireless channels [J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2003, 51(6): 1615-1624.
- [6] Ji Woong CHOI, Yong Hwan LEE. Complexity-reduced channel estimation in spatially correlated MIMO-OFDM systems [J]. IEICE Trans Commun, 2007, E90-B(9): 2609-2612.
- [7] Lee Yinman, Wu Wenrong. Adaptive two-stage GSC-based PIC detection for time-varying MIMO channels [J]. IEEE Trans Commun, 2008, 7(4): 1105-1110.
- [8] Beinschob P, Lieberei M, Zolzer U. Improving MIMO-OFDM decision-directed channel estimation by utilizing error-correcting codes [J]. Advances in Radio Science, 2009, 7: 83-88.

(上接第 19 页)

- [3] Kangasharju J, Roberts J, Ross K W. Object replication strategies in content distribution networks [J]. Computer Communications, 2002, 25(4): 376-383.
- [4] Li B, Mordecai J, Giuseppe F, et al. On the optimal placement of web proxies in the Internet [C] // INFOCOM'99. New York: IEEE Press, 1999: 1282-1290.
- [5] Lili Q, Padmanabhan V N, Voelker G M. On the placement of web server replicas [C] // INFOCOM'2001. Anchorage: IEEE Press, 2001: 1587-1596.
- [6] 陈益峰, 何炎祥, 曹建农. 内容传递网络处理能力受限代理放置贪婪算法 [J]. 软件学报, 2007, 18(1): 146-156.
- Chen Yifeng, He Yanxiang, Cao Jiannong. A greedy algorithm for capacity-constrained surrogate placement in CDNs [J]. Journal of Software, 2007, 18(1): 146-156.
- [7] Katsaros D, Pallis G, Stamos K, et al. CDNs content outsourcing via generalized communities [J]. IEEE Transactions on Knowledge and Data Engineering, 2009, 21(1): 137-151.
- [8] 汪洋, 陈京文, 黑晓军, 等. 混合内容分发网中社群感知的 Gossip 协议 [J]. 北京邮电大学学报, 2010, 33(5): 17-21.
- Wang Yang, Chen Jingwen, Hei Xiaojun, et al. Community aware gossiping in hybrid P2P CDN architecture [J]. Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications, 2010, 33(5): 17-21.