

STBC MC-DS-CDMA 系统基于子空间信道盲估计的多用户检测

杨维^{①②} 杨薇^① 王新生^①

^①(北京交通大学现代通信研究所 北京 100044)

^②(东南大学移动通信国家重点实验室 南京 210096)

摘要: 该文提出了一种空时分组码(STBC)多载波(MC)DS-CDMA(STBC MC-DS-CDMA)系统结构, 并通过在 STBC MC-DS-CDMA 下构造的统一的信号模型, 实现了系统上行链路基于子空间的信道盲估计, 仿真结果表明了方法行之有效。基于信道估计的结果进一步实现了系统最小均方差(MMSE)多用户检测, 使系统的 BER 性能得到很大提高。

关键词: 空时分组码; 多载波 DS-CDMA; 信道估计; 多用户检测; 误码率

中图分类号: TN911.23

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2008)02-0379-04

Subspace-Based Blind Channel Estimation and Multiuser Detection for STBC MC-DS-CDMA System

Yang Wei^{①②} Yang Wei^① Wang Xin-sheng^①

^①(Modern Telecommunication Institute, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China)

^②(National Mobile Communications Research Laboratory, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: In this paper, a Space-Time Block Coded MultiCarrier Direct-Sequence Code-Division Multiple-Access (STBC MC-DS-CDMA) system is proposed. By constructing the unified signal model of STBC MC-DS-CDMA system, the subspace-based blind channel estimation is achieved and its efficiency is shown by simulation results. Based on the estimation results, consequently, the Minimum Mean-Squared Error (MMSE) multiuser detection for the STBC MC-DS-CDMA is also realized which improves the system performance significantly.

Key words: Space-Time Block Coding (STBC); Multicarrier DS-CDMA; Channel estimation; Multiuser detection; Bit Error Rate (BER)

1 引言

以多载波技术融合 CDMA 技术, 构成多载波 CDMA 系统是未来移动通信发展的重要方向之一。文献[1]较详细地综述了多载波 CDMA 系统 3 种主要实现方案, 即 MC-CDMA, MT-CDMA 和多载波 DS-CDMA 的构成和主要特点。其中, 多载波 DS-CDMA(MC-DS-CDMA)方案具有可以以多载波技术直接融合 3G 的 DS-CDMA 技术的突出特点, 将在未来移动通信体系结构中获得重要的应用。

将多输入多输出(MIMO)的空时分组码(STBC)技术^[2]应用于多载波 CDMA 系统将显著提高系统的性能。如文献[3]等将 STBC 技术应用于 MC-CDMA, 构成 STBC-MC-CDMA 系统, 显著提高了系统的性能。为进一步提高 MC-DS-CDMA 方案的性能, 借鉴上述思路, 本文则相应地提出一种将 2×2 的 STBC 应用于 MC-DS-CDMA 系统, 构成 STBC MC-DS-CDMA 体系结构, 此结构也可推广到任意发送天线时的情况^[4]。

为对 STBC MC-DS-CDMA 系统进行检测, 需要对信道参数进行有效的估计^[5]。文献[6]提出了一种多载波 DS-CDMA 系统基于子空间的信道盲估计和多用户检测算法, 文献[7]将这种方法推广到多速率多载波 DS-CDMA 系统, 文献[8]进一步将基于子空间的信道盲估计方法应用于阵列天线多载波 DS-CDMA 系统。本文在上述工作的基础上, 在所构造的 STBC MC-DS-CDMA 系统统一信号模型的基础上, 对 STBC MC-DS-CDMA 系统上行链路进行了基于子空间的信道盲估计, 并利用估计的结果实现了系统的多用户检测。

2 STBC MC-DS-CDMA 系统模型

2.1 发射信号

图1为STBC MC-DS-CDMA发射机结构。考虑有K个用户的异步上行链路, 每一个用户都采用BPSK调制, 具有相同的发射功率 S 和数据速率 $1/T_b$ 。对用户数据采用 2×2 的 Alamouti 正交 STBC^[2]。用户 k 第 $2n$ 和 $2n+1$ 两个连续符号 $b_k(2n)$ 和 $b_k(2n+1)$ 经空时编码器编码后形成如下的映射矩阵

$$\begin{bmatrix} a_{k,1}(2n+1) & a_{k,1}(2n) \\ a_{k,2}(2n+1) & a_{k,2}(2n) \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} -b_k(2n+1) & b_k(2n) \\ b_k(2n) & b_k(2n+1) \end{bmatrix} \quad (1)$$

2006-07-31 收到, 2007-05-17 改回
国家自然科学基金(60572036)和东南大学移动通信国家重点实验室
开放基金(W200703)资助课题

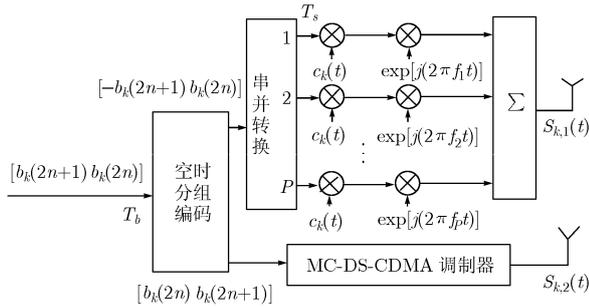


图1 STBC MC-DS-CDMA发射机结构

式中 $a_{k,i}(n)$, $i = 1, 2$ 表示用户 k 在第 i 个发送天线上的第 n 个数据比特, $1/\sqrt{2}$ 是发射符号能量的归一化系数。

空时编码后的数据流经过串/并转换后变成 P 路并行的数据流, 然后分别在 P 个子载波上进行时域扩频, 即经过了典型的MC-DS-CDMA调制, 然后在对应的天线上发送。这样, 用户 k 在第 i 个天线上的发送信号可表示为

$$s_{k,i}(t) = \sqrt{S} \sum_{p=1}^P \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_{k,i}(n) c_k(t - nT_s) \exp[j(2\pi f_p t)] \quad (2)$$

其中 $b_{k,i}(n)$ 表示用户 k 在第 i 个发送天线上的数据符号, T_s 为串/并变换后的比特符号周期, $T_s = PT_b$; $c_k(t) = \sum_{m=1}^G c_k^{(m)} \cdot \psi(t - mT_c)$ 表示用户 k 的扩频序列波形, $c_k^{(m)}$ 表示用户 k 扩频码的第 m 个码片, T_c 为码片周期, 扩频处理增益 $G = T_s/T_c$ 。假设码片波形 $\psi(t)$ 是带宽受限的, 并且载波间隔能够保证相邻频段不会相互干扰。

2.2 接收信号

图2为基于最小均方误差(MMSE)准则多用户检测的STBC MC-DS-CDMA接收结构框图。对基于MC-DS-CDMA构建的系统, 各子载波经历的是频率非选择性衰落信道^[1]。这样, 接收端第 $j(j = 1, \dots, J)$ 个接收天线接收的信号可表示为

$$r_j(t) = \sqrt{S} \sum_{k=1}^K \sum_{i=1}^2 \sum_{p=1}^P \sum_{n=-\infty}^{\infty} \beta_{k,i,j,p} b_{k,i}(n) c_k(t - nT_s - \tau_{k,i,j}) \cdot \exp[j(2\pi f_p t + \varphi_{k,i,j,p}(t))] + \eta_j(t) \quad (3)$$

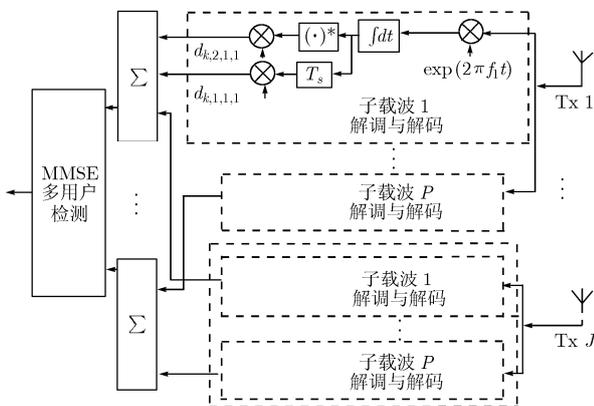


图2 具有MMSE检测的STBC MC-DS-CDMA接收机

式中, $\tau_{k,i,j}$ 是用户 k 从第 i 个发送天线到第 j 个接收天线的传输延迟, 假设是已知的, $\beta_{k,i,j,p}$ 为用户 k 第 p 个载波从第 i 个发送天线到第 j 个接收天线信道的衰落系数, $\varphi_{k,i,j,p} = [\gamma_{k,i,j,p} - 2\pi f_p \tau_{k,i,j}] \bmod 2\pi$, 其中 $\gamma_{k,i,j,p}$ 为信道相应的相位系数, $\eta_j(t)$ 表示在第 j 个接收天线上均值为零的高斯加性白噪声(AWGN)。

3 基于子空间的信道盲估计和多用户检测

3.1 信道估计

对图2的STBC解码合并系数和MMSE检测所需要信道参数的估计采用了文献[8]基于子空间信道估计的接收结构框图和符号。假设用户1的信号为期望信号, 其他用户的信号看作干扰, 为确保期望用户的一个完整符号可以被接收处理, 在 $2T_s$ 时间间隔内观察匹配滤波输出^[6]。对第 j 个接收天线第 p 个载波, 匹配滤波器在时刻 lT_c 时的输出为

$$r_{j,p}[l] = \int_{-\infty}^{+\infty} r_j(t) \psi^*(t - lT_c) e^{-j2\pi f_p t} dt = \sum_{k=1}^K r_{k,j,p}[l] + n_{j,p}[l] \quad (4)$$

式中 $n_{j,p}[l]$ 是AWGN项,

$$r_{k,j,p}[l] = \int_{-\infty}^{+\infty} \sqrt{S} \sum_{i=1}^2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} \beta_{k,i,j,p} b_{k,i}(n) \cdot c_k(t - nT_s - \tau_{k,i,j}) \cdot \exp[j(2\pi f_p t + \varphi_{k,i,j,p})] \psi^*(t - lT_c) e^{-j2\pi f_p t} dt = \sqrt{S} \sum_{i=1}^2 d_{k,i,j,p} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=0}^{G-1} b_{k,i}(n) c_k^{(m)} \cdot \hat{\psi}[(l - m - nG)T_c - \tau_{k,i,j}] \quad (5)$$

其中 $d_{k,i,j,p} = \beta_{k,i,j,p} \exp(j\varphi_{k,i,j,p})$, $\hat{\psi}(\cdot)$ 是码片波形通过匹配滤波器后的输出, 选择码片波形满足Nyquist准则^[6,8]。

在第 p 条支路, 通过搜集观测窗口的 $2G$ 个采样, 可以定义以下向量

$$\mathbf{r}_{j,p} = [r_{j,p}[0], \dots, r_{j,p}[2G-1]]_{2G \times 1}^T \quad (6)$$

$$\mathbf{n}_{j,p} = [n_{j,p}[0], \dots, n_{j,p}[2G-1]]_{2G \times 1}^T \quad (7)$$

$$\mathbf{r}_{k,j,p} = [r_{k,j,p}[0], \dots, r_{k,j,p}[2G-1]]_{2G \times 1}^T \quad (8)$$

这样, P 条支路对应的向量就可以合成 $2PG$ 维向量

$$\mathbf{y}_j = [\mathbf{r}_{j,1}^T, \dots, \mathbf{r}_{j,P}^T]_{2G \times 1}^T \quad (9)$$

$$\mathbf{n}_j = [\mathbf{n}_{j,1}^T, \dots, \mathbf{n}_{j,P}^T]_{2G \times 1}^T \quad (10)$$

$$\mathbf{r}_{k,j} = [\mathbf{r}_{k,j,1}^T, \dots, \mathbf{r}_{k,j,P}^T]_{2G \times 1}^T \quad (11)$$

式(9), 式(10)和式(11)的关系为

$$\mathbf{y}_j = \sum_{k=1}^K \mathbf{r}_{k,j} + \mathbf{n}_j \quad (12)$$

为了表述方便, 定义矩阵

$$\mathbf{D}_{k,i,j} = \text{diag} \left(\underbrace{d_{k,i,j,1}, \dots, d_{k,i,j,1}}_{2G}, \dots, \underbrace{d_{k,i,j,P}, \dots, d_{k,i,j,P}}_{2G} \right)_{2PG \times 2PG} \quad (13)$$

这里, 对于 $p = 1, \dots, P$, $d_{k,i,j,p}$ 涵盖了用户 k 从第 i 个发送天线到第 j 个接收天线在第 p 个载波上的信道的相移和衰落, 构成了一个信道总的系数因子。令

$$h_{k,i,j,p}^n(l) = \sqrt{S} \sum_{m=0}^{G-1} c_k(m) \hat{\psi}[(l-m-nG)T_c - \tau_{k,i,j}] \quad (14)$$

则可进一步定义

$$\mathbf{h}_{k,i,j,p}^n = [h_{k,i,j,p}^n(0), \dots, h_{k,i,j,p}^n(2G-1)]_{2G \times 1}^T \quad (15)$$

$$\mathbf{h}_{k,i,j}^n = [(\mathbf{h}_{k,i,j,1}^n)^T, \dots, (\mathbf{h}_{k,i,j,P}^n)^T]_{2G \times 1}^T \quad (16)$$

这样, 可得到式(12)的等效形式

$$\mathbf{y}_j = \sum_{i=1}^2 \sum_{k=1}^K \mathbf{D}_{k,i,j} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \mathbf{h}_{k,i,j}^n b_{k,i}(n) + \mathbf{n}_j \quad (17)$$

假定 $\hat{\psi}(t)$ 的衰落足够快, 使得一个给定的符号仅仅对相邻的 $2L(L \geq 1)$ 个符号产生影响, 则有

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_j &= \sum_{i=1}^2 \sum_{k=1}^K \mathbf{D}_{k,i,j} \sum_{n=-L}^L \mathbf{h}_{k,i,j}^n b_{k,i}(n) + \mathbf{n}_j \\ &= \sum_{i=1}^2 \sum_{k=1}^K \mathbf{D}_{k,i,j} \mathbf{h}_{k,i,j} \mathbf{b}_{k,i} + \mathbf{n}_j \end{aligned} \quad (18)$$

其中

$$\mathbf{h}_{k,i,j} = [h_{k,i,j}^{(-L)}, \dots, h_{k,i,j}^{(0)}, \dots, h_{k,i,j}^{(L)}]_{2PG \times (2L+1)}$$

$$\mathbf{b}_{k,i} = [b_{k,i}(-L), \dots, b_{k,i}(0), \dots, b_{k,i}(L)]_{(2L+1) \times 1}^T$$

对于 $k = 1, \dots, K$, 令

$$\mathbf{w}_{k,i,j} = \mathbf{D}_{k,i,j} \mathbf{h}_{k,i,j} \quad (19)$$

于是有

$$\mathbf{y}_j = \sum_{i=1}^2 \sum_{k=1}^K \mathbf{w}_{k,i,j} \mathbf{b}_{k,i} + \mathbf{n}_j \quad (20)$$

从而可构造出整个阵列天线的采样输出信号为

$$\mathbf{y} = [(\mathbf{y}_1)^T, \dots, (\mathbf{y}_J)^T]_{2JPG \times 1}^T \quad (21)$$

将式(20)代入式(21), 有

$$\mathbf{y} = \sum_{i=1}^2 \sum_{k=1}^K \mathbf{w}_{k,i} \mathbf{b}_{k,i} + \mathbf{N} = \mathbf{WB} + \mathbf{N} \quad (22)$$

其中

$$\mathbf{w}_{k,i} = [\mathbf{w}_{k,i,1}^T, \dots, \mathbf{w}_{k,i,J}^T]_{2JPG \times (2L+1)}^T, \quad \mathbf{N} = [\mathbf{n}_1^T, \dots, \mathbf{n}_J^T]_{2JPG \times 1}^T$$

$$\mathbf{W} = [\mathbf{w}_{1,1}, \dots, \mathbf{w}_{K,1}, \dots, \mathbf{w}_{1,2}, \dots, \mathbf{w}_{K,2}]_{2JPG \times 2K(2L+1)}$$

$$\mathbf{B} = [\mathbf{b}_{1,1}^T, \dots, \mathbf{b}_{K,1}^T, \dots, \mathbf{b}_{1,2}^T, \dots, \mathbf{b}_{K,2}^T]_{2K(2L+1) \times 1}^T$$

为了从 \mathbf{y} 中估计综合信道因子

$$\mathbf{d}_{k,i} = [d_{k,i,1,1}, \dots, d_{k,i,1,P}, \dots, d_{k,i,J,1}, \dots, d_{k,i,J,P}]_{JP \times 1}^T \quad (23)$$

首先求 \mathbf{y} 的相关矩阵

$$\mathbf{R} = E\{\mathbf{y}\mathbf{y}^H\} \quad (24)$$

子空间方法就是对 \mathbf{R} 进行奇异值分解, 在实际中, \mathbf{R} 可由观测数据的时间平均值 $\hat{\mathbf{R}}$ 来代替。对 $\hat{\mathbf{R}}$ 进行特征值分解可

得到

$$\hat{\mathbf{R}} = \hat{\mathbf{U}} \hat{\boldsymbol{\Lambda}} \hat{\mathbf{U}}^H = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{U}}_s & \hat{\mathbf{U}}_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\boldsymbol{\Lambda}}_s \\ \hat{\boldsymbol{\Lambda}}_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{U}}_s^H \\ \hat{\mathbf{U}}_n^H \end{bmatrix} \quad (25)$$

其中矩阵 $\hat{\mathbf{U}}_s$ 和 $\hat{\mathbf{U}}_n$ 的列向量分别张成了信号子空间和噪声子空间, $\hat{\boldsymbol{\Lambda}}_s$ 和 $\hat{\boldsymbol{\Lambda}}_n$ 分别是对应于信号和噪声子空间列向量的特征值组成的对角阵。信号子空间的维数最大是 $v_s = 2K(2L+1)$, 噪声子空间的维数是 $v_n = 2JPG - v_s$ 。

那么, 利用噪声和信号子空间之间的正交性, 可以得到

$$\hat{\mathbf{U}}_n^H \mathbf{w}_{k,i} = 0 \quad (26)$$

对于期望信号而言, 上式等效为

$$\hat{\mathbf{U}}_n^H \mathbf{H} \mathbf{d}_{k,i} = 0 \quad (27)$$

其中

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 & & & \\ & \ddots & & \\ & & \mathbf{H}_J & \\ & & & \mathbf{H}_J \end{bmatrix}_{2JPG \times JP} \quad (28)$$

$$\mathbf{H}_{i,j} = \begin{bmatrix} h_{k,i,j,1}^0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & h_{k,i,j,2}^0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & h_{k,i,j,P}^0 \end{bmatrix}_{2PG \times P}, \quad i = 1, 2, \quad j = 1, \dots, J \quad (29)$$

$$\mathbf{d}_{k,i} = [d_{k,i,1,1}, \dots, d_{k,i,1,P}, \dots, d_{k,i,J,1}, \dots, d_{k,i,J,P}]_{JP \times 1}^T \quad (30)$$

这样, 通过以下最小平方根的方法就得到信道估计值 $\hat{\mathbf{d}}_{k,i}$

$$\hat{\mathbf{d}}_{k,i} = \arg \min_{\|\mathbf{d}_{k,i}\|=1} \|\hat{\mathbf{U}}_n^H \mathbf{H} \mathbf{d}_{k,i}\| \quad (31)$$

容易看出, 待估计的信道因子 $\hat{\mathbf{d}}_{k,i}$ 可以通过计算矩阵 $\mathbf{H}^H \hat{\mathbf{U}}_n \hat{\mathbf{U}}_n^H \mathbf{H}$ 的最小特征值对应的特征向量而得到。

3.2 多用户检测

如图2所示, 为进一步提高系统的性能, 利用上述信道估计的结果, 并采用文献[9]的方法进行了基于MMSE准则的多用户检测。考虑到实际信道与估计信道之间存在一个复模糊系数, 将 $\hat{\mathbf{d}}_k$ 替换 \mathbf{d}_k 代入式(22)可以得到^[9]

$$\mathbf{y} = \widehat{\mathbf{W}} \boldsymbol{\Gamma} \mathbf{B} + \mathbf{N} \quad (32)$$

式中 $\widehat{\mathbf{W}}$ 和 $\boldsymbol{\Gamma}$ 分别如文献[9]所定义的时域估计信号波形矩阵和复模糊系数矩阵, 并采用了文献[9]的方法进行估计。这样, 基于所估计的等效空时信号波形矩阵, 其等效空时MMSE多用户检测输出为^[9]

$$\hat{\mathbf{B}} = \left((\widehat{\mathbf{W}} \boldsymbol{\Gamma}) (\widehat{\mathbf{W}} \boldsymbol{\Gamma})^H + \sigma_n^2 \mathbf{I} \right)^{-1} (\widehat{\mathbf{W}} \boldsymbol{\Gamma}) \mathbf{y} \quad (33)$$

上式中 $\hat{\mathbf{B}}$ 为传输符号矩阵 \mathbf{B} 的估计矩阵。

4 仿真结果

为考察所提出的STBC MC-DS-CDMA系统基于子空间的信道盲估计与多用户检测方法, 进行了仿真研究。仿真中, 取载波数 $P = 4$, 用户数为 $K = 6$, 处理增益为 $G = 16$,

参数 $L = 2$ 。信道估计误差用定义为实际信道向量和估计信道向量均方根误差来度量, 即

$$e = \frac{1}{\|\mathbf{d}_{k,i}\|} \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \|\hat{\mathbf{d}}_{k,i} - \mathbf{d}_{k,i}\|^2} \quad (34)$$

图3为信道估计误差对信噪比(SNR)的关系曲线。从图3可以看出, 采用所提出的方法实现了对STBC MC-DS-CDMA系统信道的有效估计, 并且当接收天线数增加时, 估计性能得到一定的改善, 但改善的程度是有限的。这是由于当接收天线数增加时, 虽然估计矩阵的维数相应地增加了, 但是由于同时需要估计的信道参数也相应地增多了, 所以估计结果改善的程度还是有限的。

图4为利用信道估计的结果和在理想信道下, STBC MC-DS-CDMA系统空时解码只采用最大比合并检测^[9]和基于MMSE多用户检测的BER性能比较。仿真中, 取发送天线数 $T_x = 2$, 接收天线数 $R_x = 2$, 载波数 $P = 32$, 处理增益 $G = 64$, 用户数 $K = 8$ 。从图4可以看出, 采用子空间信道估计时系统的BER性能只比理想信道情况下的性能稍差, 也表明了信道估计方法的有效性, 同时基于MMSE多用户检测系统的BER性能要远好于对只采用简单合并时系统的BER性能。

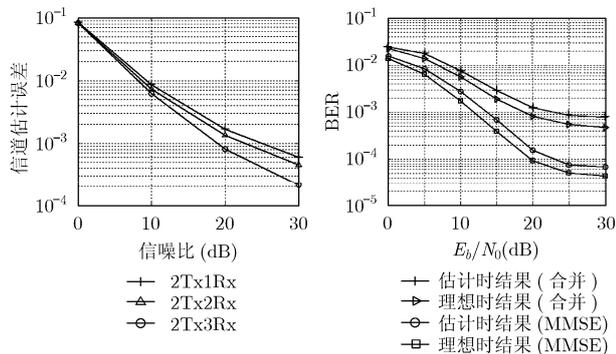


图3 信道估计误差对信噪比 图4 BER与 E_b/N_0 的关系

5 结束语

本文提出了一种STBC MC-DS-CDMA系统结构, 并将文献[6,8]信道估计和文献[9]多用户检测的方法进一步推广到该结构, 实现了系统上行链路基于子空间的信道盲估计, 仿真结果表明方法行之有效, 为系统的检测提供了可靠的信道估计。基于信道估计的结果进一步实现了系统MMSE多用户检测, 其BER性能与理想信道下的BER性能相接近, 并远优于空时解码只采用最大比合并时系统的性能。

参考文献

- [1] Prasad R and Hara S. An overview of multi-carrier CDMA. *IEEE Commun. Magazine*, 1997, 35(12): 126-133.
- [2] Alamouti S M. A simple transmit diversity technique for wireless communications. *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, 1998, 16 (8): 1451-1458.
- [3] Hu X Y and Chew H Y. On the performance and capacity of an asynchronous space-time block-coded MC-CDMA system in the presence of carrier frequency offset. *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, 2004, 53(5): 1327-1340.
- [4] Tarokh V, Jafarkhani H, and Calderbank A R. Space-time block codes from orthogonal designs. *IEEE Trans. on Info. Theory*, 1999, 45(5): 1456-1467.
- [5] Wu X J, Yin Q Y, and Zeng Y X. Downlink channels identification for space-time coded multiple-input multiple-output MC-CDMA systems. *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, Hong Kong, China, 2003, 4: IV-417-20.
- [6] Namgoong J, Wong T F, and Lehnert J S. Subspace multiuser detection for multicarrier DS-SS-CDMA. *IEEE Trans. on Commun.*, 2000, 48(11): 1897-1908.
- [7] Huang L and Zheng F C. Blind channel estimation in multirate multicarrier DS-SS-CDMA systems. *International Journal of Wireless Information Networks*, 2005, 12(2): 69-78.
- [8] 杨维, 李世明, 颜永庆. 阵列天线多载波DS-SS-CDMA系统基于子空间的信道估计. *信号处理*, 2006, 22(6): 796-799.
Yang W, Li S M, and Yan Y Q. Subspace-based channel estimation for multicarrier DS-SS-CDMA with antenna array. *Signal Processing*, 2006, 22(6): 796-799.
- [9] Wu X J, Yin Q Y, and Feng A G. Equivalently blind time-domain channel estimation for MC-SS-CDMA system over frequency-selective fading channels in multiuser scenario. *Proc. of IEEE Vehicular Technology Conference*, Atlantic City, USA, Nov. 2001 Fall, 2687-2691.

- 杨 维: 男, 1964年生, 博士, 教授, 研究方向为移动通信中的信号处理技术。
杨 薇: 女, 1980年生, 硕士, 研究方向为移动通信中的信号处理技术。
王新生: 男, 1976年生, 硕士, 研究方向为移动通信中的信号处理技术。