

基于循环延迟分集的分组预编码和空时频编码技术

方冬梅 田立斌 胡斌杰
(华南理工大学电子与信息学院 广州 510641)

摘要: 该文提出一种把循环延迟分集应用在分组线性预编码的新方案。该方案首先应用循环延迟分集来虚拟一个多径时延扩展的信道,在此基础上应用分组线性预编码以获得频率分集增益。该方案的译码复杂度相对较低,可以针对不同的信道模型有相应的编码方案,至少能获得与空时编码同样的分集增益 M (M 为发射天线数),且信道估计相对简单,不降低传输码率。该方案结合空时分组码可构造出新的空时频编码方案。仿真结果表明,该方案具有良好的译码性能。

关键词: 循环延迟分集; 空时频编码; 分组线性预编码; 正交频分复用

中图分类号: TN911.22

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)09-2137-05

Grouped Linear Constellation Precoding and Space-Time-Frequency Coding Based on Cyclic Delay Diversity

Fang Dong-mei Tian Li-bin Hu Bin-jie

(Dept. of Electronic Eng., South China University of Technology, Guangzhou 510641, China)

Abstract: This paper proposes a new scheme that introduces cyclic delay diversity into Grouped Linear Constellation Precoding(GLCP) in an OFDM-based systems. By using cyclic delay diversity, a virtual delay spreaded channel can be get, and multipath diversity can be picked up by employing the grouped linear constellation precoding. This new scheme enables low decoding and equalization complexity. According to different channel models, different coding schemes can be designed, and at least get the same spatial diversity as space-time coding with equal number of transmit antennas. It is applicable to any number of transmit antennas with no loss in rate, too. Incorporated with STBC, a new STF coding can be constructed. Simulations reveal the performance merits of the new schemes.

Key words: Cyclic Delay Diversity(CDD); Space-Time-Frequency Coding(STFC); Grouped Linear Constellation Precoding(GLCP); Orthogonal Frequency Division Multiplexing(OFDM)

1 引言

循环延迟分集(CDD)是在 OFDM 系统中增加等效信道频率选择性的一个简单的方法。它的原理是利用多发射天线和对天线上发射的时域信号进行相应的循环延迟处理,在接收端看来,等效于原信号正在经历一个虚拟的多径时延扩展的信道,即一个频率选择性加剧的信道。通常会在此基础上再应用纠错编码(FEC)和交织器,以获得频率分集增益。

在 OFDM 系统中,要获得频率(多径)分集增益,除了用纠错编码,还可以用线性预编码。而且,应用线性预编码技术还可以在不降低传输码率的基础上获得频率分集增益。在文献[1]中介绍了一种对线性预编码进行分组处理的方法(GLCP)以降低译码的复杂度。但是对于多径时延扩展不够长的情况,分组线性预编码收到的成效就会减弱。而且,只有当信道冲激响应多径抽头的间隔是一个码片抽样时间,以及多径抽头的相关矩阵是一个单位阵时(多径抽头之间互不

相关且平均功率相等),分组线性预编码才能获得其最大的分集增益和编码增益。实际中的信道冲激响应通常不能满足上述的理想模型。对此,可以应用循环延迟分集来虚拟一个近似理想的、多径时延扩展的信道,以获得分组线性预编码最大的分集增益和编码增益。同理,该循环延迟分集也可以应用在文献[2]中所介绍的把分组线性预编码和空时组码结合应用的空时频编码。

无独有偶,在文献[3, 4]中分别介绍了 CDD 在空频码中的应用和在此基础上联合 Alamouti 码的空时频码。但是这两种方案都存在着译码复杂度很高的弱点,特别对于 OFDM 系统子载波数很多的情况,且需对每一收发天线对之间进行信道估计。而本文中提出的方案,由于应用在分组处理的线性预编码中,在能获得相同分集增益的情况下,译码复杂度可大大的降低,且信道估计相对简单。

2 系统模型

设原 OFDM 系统每一发射天线对之间的归一化多径信道模型为一个 L 阶的 FIR 滤波器:

2006-02-24 收到, 2006-10-25 改回

国家自然科学基金(60671023)和广东省自然科学基金(06025639)资助课题

$$h(t) = \sum_{l=0}^L h_l \delta\left(t - \frac{\tau_l}{\Delta f}\right) \quad (1)$$

其中 $\sum_{l=0}^L |h_l|^2 = 1$, Δf 是 OFDM 系统的载频间隔。设 h_l 服从均值为零的复高斯分布。

设 $s(k)$, $y(k)$ 分别为第 k 个子载波上发送和接收的符号, 其中 $k = 0, 1, \dots, N-1$ 是子载波号。 $n(k)$ 为功率谱密度为 N_0 的噪声, E_s 为接收的平均符号能量。则有

$$y(k) = E_s H(k) s(k) + n(k) \quad (2)$$

其中 $H(k)$ 为该子载波上的归一化的信道频率响应, 有

$$H(k) = \sum_{l=0}^L h_l e^{-j \frac{2\pi}{N} k \tau_l} \quad (3)$$

设所采用的循环延迟分集技术共有 M 个发射天线, 且时域循环延迟量为 σ , $x(k)$ 为该子载波上原信息符号, 则第 m 个发射天线第 k 个子载波上的发射符号为

$$s_m(k) = \frac{1}{\sqrt{M}} x(k) e^{-j \frac{2\pi}{N} \sigma m k}, \quad m = 0, 1, \dots, M-1, k = 0, 1, \dots, N \quad (4)$$

只考虑一个接收天线的情况。采用了循环延迟分集技术后的第 k 个子载波上接收到的信息符号为

$$\begin{aligned} r(k) &= \sum_{m=0}^{M-1} H_m(k) s_m(k) = \sum_{m=0}^{M-1} H_m(k) \frac{1}{\sqrt{M}} x(k) e^{-j \frac{2\pi}{N} \sigma m k} \\ &= \frac{1}{\sqrt{M}} x(k) \sum_{m=0}^{M-1} H_m(k) e^{-j \frac{2\pi}{N} \sigma m k} \\ &= x(k) \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{l=0}^L h_{ml} e^{-j \frac{2\pi}{N} k (\tau_{ml} + \sigma m)} \\ &= x(k) H_{\text{CDD}}(k) \end{aligned} \quad (5)$$

由式(5)可见, 采用了循环延迟分集, 等效于增加了信道多径数和多径时延扩展程度, 使信道频率选择性衰落加剧。

3 基于循环延迟分集的分组预编码方案

本文提出的基于循环延迟分集的分组预编码方案如图 1 所示。图中虚线框中的等效信道响应为 $H_{\text{CDD}}(k)$ ($k = 0, 1, \dots, N-1$)。

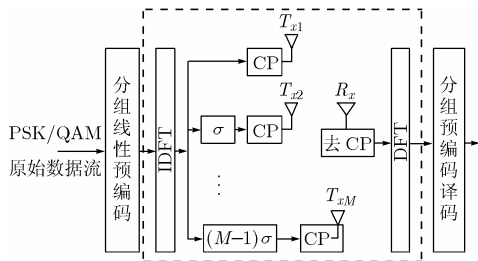


图1 基于循环延迟分集的分组预编码结构框图

3.1 分组线性预编码的编码过程

(1) 子载波分群 本文先采用一种较为保守的子载波分群方案, 该方案适用于不同的多径信道。分群方案为: 令每子群的元素个数为 M , 分成 G 组, 其中 $G = N/M$ 。设所有子载波元素集合为 $\mathbf{x} = \{x(0), x(1), \dots, x(N-1)\}$, 分群后的子集合为 $x_g = \{x_g(0), x_g(1), \dots, x_g(M-1)\}$, ($g = 0, 1, \dots, G-1$) 且有

$$x_g(m) = x(Gm + g)。$$

(2) 线性预编码 把信息符号矢量 $\mathbf{x} = [x(0), x(1), \dots, x(M-1)]^T$ 跟一个 $M \times M$ 的复数方阵 Φ 相乘, 得出符号矢量 $\tilde{\mathbf{x}} = [\tilde{x}(0), \tilde{x}(1), \dots, \tilde{x}(M-1)]^T$, 即 $\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{x}\Phi$ 。把预编码后的符号矢量 $\tilde{\mathbf{x}}$ 放到上一步骤分好的一个子群中传送。为保证线性预编码后发射符号的能量不变, 矩阵 Φ 需满足条件 $\text{tr}(\Phi\Phi^H) = M$, 其中, $\text{tr}(\cdot)$ 表示矩阵的迹。 H 为复共轭转置。预编码矩阵 Φ 的具体设计方法可参考文献[1]。

3.2 基于循环延迟分集的分组线性预编码的性能分析

分组线性预编码的原理是: 首先把子载波分成若干个子群, 每个子群中的 M 个子信道将经历着相关性较小或者为零的衰落。再把发射符号矢量 \mathbf{x} 乘以预编码矩阵 Φ , 使矢量 \mathbf{x} 的每一个信息符号的能量均弥散在 M 个相关性较小的子信道中, 解调时即可获得分集增益。而循环延迟分集将增加 M 个子信道之间的不相关性。

为推导方便, 下面以成对差错概率来分析该编码方案的性能。推导前, 先假设两个条件:

(1) 接收端知道信道状态信息(CSI), 使用最大似然(ML)检测。设 $\mathcal{A}_{\tilde{\mathbf{x}}}$ 为预编码后码组 $\tilde{\mathbf{x}}$ 的集合, 则最大似然判决可

表示为: $\hat{\tilde{\mathbf{x}}} = \arg \min_{\tilde{\mathbf{x}} \in \mathcal{A}_{\tilde{\mathbf{x}}}} \sum_{m=0}^{M-1} |y(m) - E_s \cdot H_{\text{CDD},g}(m) \tilde{x}(m)|^2$ 。

(2) 设发射天线为 m 的天线对之间多径信道向量为 $\mathbf{h}_m = [h_{m0}, h_{m1}, \dots, h_{mL}]^T$, 向量中的每一个元素均服从零均值复高斯分布, 且对于不同的发射天线 m ($m = 0, 1, \dots, M-1$), 向量 \mathbf{h}_m 之间是统计独立的。

设每一子群的信道响应矢量为 $\mathbf{h}_g = [H_{\text{CDD},g}(0), H_{\text{CDD},g}(1), \dots, H_{\text{CDD},g}(M-1)]^T$, 其中有 $H_{\text{CDD},g}(m) = H_{\text{CDD}}(Gm + g)$, 且 $H_{\text{CDD},g}(m)$ 服从均值为零的复高斯分布。应用契尔诺夫定理, 则发射符号矢量为 $\tilde{\mathbf{x}}$, 在接收端错判为矢量 $\tilde{\mathbf{x}}'$ 的成对差错概率为

$$P(\tilde{\mathbf{x}} \rightarrow \tilde{\mathbf{x}}' | \mathbf{h}_g) \leq \exp\left[-\frac{d^2(\mathbf{y}', \mathbf{y})}{4N_0}\right] \quad (6)$$

设差错矢量 $\mathbf{e} = \tilde{\mathbf{x}}' - \tilde{\mathbf{x}} = \Phi(\mathbf{x}' - \mathbf{x})$, $\mathbf{D}_e = \text{diag}(\mathbf{e})$ (\mathbf{D}_e 对角线上的元素为矢量 \mathbf{e} 的元素), 则有

$$d^2(\mathbf{y}', \mathbf{y}) = \|\mathbf{y}' - \mathbf{y}\|^2 = E_s \cdot \|\mathbf{D}_e \mathbf{h}_g\|^2 = E_s \cdot \mathbf{h}_g^H \mathbf{D}_e^H \mathbf{D}_e \mathbf{h}_g \quad (7)$$

定义 $M(L+1) \times 1$ 的多径信道向量 $\mathbf{h} = [\mathbf{h}_0^T \dots \mathbf{h}_{M-1}^T]^T$ 。设 $w = \exp\left[-j \frac{2\pi}{N}\right]$, $(L+1) \times 1$ 的向量 $\boldsymbol{\omega}_m(k) = [w^{k m \sigma}, w^{k(m\sigma + \tau_{m1})}, \dots, w^{k(m\sigma + \tau_{mL})}]^T$, $M(L+1) \times 1$ 的向量 $\boldsymbol{\omega}(k) = [\boldsymbol{\omega}_0^T(k) \dots \boldsymbol{\omega}_{M-1}^T(k)]^T$, 有

$$H_{\text{CDD},g}(k) = \mathbf{h}^T \boldsymbol{\omega}(k) \quad (8)$$

定义矩阵 $\boldsymbol{\Omega}_g = [\boldsymbol{\omega}(g) \boldsymbol{\omega}(G+g) \dots \boldsymbol{\omega}(G(M-1)+g)]$, 则有

$$\mathbf{h}_g = (\mathbf{h}^T \boldsymbol{\Omega}_g)^T \quad (9)$$

故式(7)可写成

$$d^2(\mathbf{y}', \mathbf{y}) = E_s \cdot \mathbf{h}^H \mathbf{\Omega}_g^* \mathbf{D}_e^H \mathbf{D}_e \mathbf{\Omega}_g^T \mathbf{h} \quad (10)$$

因为 M 个发射天线之间的信道不相关, 所以向量 \mathbf{h} 中必有 M 个不相关的分量。系统所能获得的分集增益取决于矩阵 $\mathbf{\Omega}_g^* \mathbf{D}_e^H \mathbf{D}_e \mathbf{\Omega}_g^T$ 的秩。当 σ 与 M 互素时, $\mathbf{\Omega}_g$ 的秩为 M 。通过合理设计的预编码矩阵 $\mathbf{\Phi}$ (参见文献[1]), 可使矩阵 $\mathbf{\Omega}_g^* \mathbf{D}_e^H \mathbf{D}_e \mathbf{\Omega}_g^T$ 的秩为 M 。故系统能够获得 M 的分集增益。

设信道矢量 \mathbf{h}_g 的相关矩阵为 $\mathbf{R}_{h_g} = E(\mathbf{h}_g \mathbf{h}_g^H)$, 由上面的推导可知 \mathbf{R}_{h_g} 满秩。而且 \mathbf{R}_{h_g} 是一个正定的哈尔曼矩阵, 可分解成 $\mathbf{R}_{h_g} = \mathbf{B}_{h_g} \mathbf{B}_{h_g}^H$ 。其中 \mathbf{B}_{h_g} 是 \mathbf{R}_{h_g} 的平方根矩阵, 是一个 $M \times M$ 的满秩的酉矩阵。定义 $M \times 1$ 的“预白化”信道向量 $\bar{\mathbf{h}}_g$ 为

$$\bar{\mathbf{h}}_g = [\bar{H}_{\text{CDD},g}(0), \bar{H}_{\text{CDD},g}(1), \dots, \bar{H}_{\text{CDD},g}(M-1)]^T = \mathbf{B}_{h_g}^{-1} \mathbf{h}_g \quad (11)$$

经过“白化”后, $\bar{\mathbf{h}}_g$ 中的每一个元素 $\bar{H}_{\text{CDD},g}(m)$ 都是独立的, 服从均值为零、方差为 1 的复高斯分布。则式(10)可写成

$$d^2(\mathbf{y}', \mathbf{y}) = E_s \bar{\mathbf{h}}_g^H \mathbf{B}_{h_g}^H \mathbf{D}_e^H \mathbf{D}_e \mathbf{B}_{h_g} \bar{\mathbf{h}}_g \quad (12)$$

故编码增益为

$$\begin{aligned} & \min_{\forall \mathbf{x} \neq \mathbf{x}' \in \mathcal{A}_x} \left[\det(\mathbf{B}_{h_g}^H \mathbf{D}_e^H \mathbf{D}_e \mathbf{B}_{h_g}) \right]^{1/M} \\ & = \det(\mathbf{R}_{h_g}) \min_{\forall \mathbf{x} \neq \mathbf{x}' \in \mathcal{A}_x} \left[\det(\mathbf{D}_e^H \mathbf{D}_e) \right]^{1/M} \end{aligned} \quad (13)$$

其中

$$\min_{\forall \mathbf{x} \neq \mathbf{x}' \in \mathcal{A}_x} \det(\mathbf{D}_e^H \mathbf{D}_e) \leq \left[\frac{\Delta_{\min}^2}{M} \right]^M \quad (14)$$

\mathcal{A}_x 为所有码组 \mathbf{x} 的集合, Δ_{\min}^2 为 \mathcal{A}_x 中的最小码间欧氏距。通过合理设计的预编码矩阵 $\mathbf{\Phi}$ (参见文献[1]), 可使式(14)的等号成立。所以系统能够获得的最大编码增益为

$$\left[\det(\mathbf{R}_{h_g}) \right]^{1/M} \frac{\Delta_{\min}^2}{M} \quad (15)$$

下面对 \mathbf{R}_{h_g} 进行分析, 其第 k_1 行, 第 k_2 列的元素为

$$\begin{aligned} [\mathbf{R}_{h_g}]_{k_1, k_2} &= E \left[H_{\text{CDD},g}(k_1) H_{\text{CDD},g}^*(k_2) \right] \\ &= \frac{1}{M} E \left[\sum_{m_1=0}^{M-1} H_{m_1}(Gk_1+g) e^{-j\frac{2\pi}{N}\sigma m_1(Gk_1+g)} \right. \\ & \quad \left. \cdot \sum_{m_2=0}^{M-1} H_{m_2}^*(Gk_2+g) e^{j\frac{2\pi}{N}\sigma m_2(Gk_2+g)} \right] \\ &= \frac{1}{M} \sum_{m_1=0}^{M-1} \sum_{m_2=0}^{M-1} E \left[H_{m_1}(Gk_1+g) H_{m_2}^*(Gk_2+g) \right] \\ & \quad \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}\sigma [m_1(Gk_1+g) - m_2(Gk_2+g)]} \end{aligned} \quad (16)$$

因设不同收发天线对间信道互不相关, 则当 $m_1 \neq m_2$ 时, $E[H_{m_1}(Gk_1+g) H_{m_2}^*(Gk_2+g)] = 0$ 。当 $m_1 = m_2 = m$ 时, 式(16)可化为

$$\begin{aligned} & [\mathbf{R}_{h_g}]_{k_1, k_2} \\ &= \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} E \left[H_m(Gk_1+g) H_m^*(Gk_2+g) \right] e^{-j\frac{2\pi}{N}\sigma G(k_1-k_2)m} \\ &= \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} E \left[H_m(Gk_1+g) H_m^*(Gk_2+g) \right] e^{-j\frac{2\pi}{M}\sigma(k_1-k_2)m} \end{aligned} \quad (17)$$

其中

$$\begin{aligned} & E \left[H_m(Gk_1+g) H_m^*(Gk_2+g) \right] \\ &= E \left[\sum_{l_1=0}^L h_{ml_1} e^{-j\frac{2\pi}{N}(Gk_1+g)\tau_{ml_1}} \sum_{l_2=0}^L h_{ml_2}^* e^{j\frac{2\pi}{N}(Gk_2+g)\tau_{ml_2}} \right] \\ &= \sum_{l_1=0}^L \sum_{l_2=0}^L E \left[h_{ml_1} h_{ml_2}^* \right] e^{-j\frac{2\pi}{N}[(Gk_1+g)\tau_{ml_1} - (Gk_2+g)\tau_{ml_2}]} \end{aligned} \quad (18)$$

特别的, 如果每个收发天线对间的信道冲激响应模型相似, 则 $E[H_m(Gk_1+g) H_m^*(Gk_2+g)]$ 可看作与 m 无关。省略其下标 m , 则式(17)可化为

$$\begin{aligned} [\mathbf{R}_{h_g}]_{k_1, k_2} &= \frac{1}{M} E \left[H(Gk_1+g) H^*(Gk_2+g) \right] \\ & \quad \cdot \sum_{m=0}^{M-1} e^{-j\frac{2\pi}{M}\sigma(k_1-k_2)m} \end{aligned} \quad (19)$$

当 σ 与 M 互素时, 则(19)式可化为

$$[\mathbf{R}_{h_g}]_{k_1, k_2} = \begin{cases} 1, & k_1 = k_2 \\ 0, & k_1 \neq k_2 \end{cases} \quad (20)$$

则 \mathbf{R}_{h_g} 为单位阵, 即信道矢量 \mathbf{h}_g 中的元素独立同分布。此时, 通过适当设计的预编码矩阵 $\mathbf{\Phi}$ [1], 系统能够获得分集增益 M 和编码增益 Δ_{\min}^2 / M 。这与相同发射天线数的空时分组码所能获得的分集增益和编码增益是一致的。但由于 kissing number 的问题[1], 使得该方案的误比特率曲线会向右平移。

对于多径时延扩展较长的信道, 可增加每子群的元素个数 M' 和合理选择循环延迟量 σ , 以获得更大的频率分集增益。这时, 方案的选取原则可以是: 令子群元素个数 M' 是发射天线数 M 的整数倍, 设为 $M' = dM$; 循环延迟量 σ 可选为 d 的整数倍, 设为 $\sigma = cd$; 须满足 c 与 M' 互素。通常可选择 $c=1$, 即 $\sigma = d$, $M' = \sigma M$ 。

以上方案的优点是, 无论有多少的发射天线, 也不会降低传输速率。这一点比空时分组码有优势。采用该方案, 接收机无需知道是否采用了循环延迟分集, 只需知道子载波分群情况与预编码矩阵, 和对虚拟的信道响应 $H_{\text{CDD}}(k)$ ($k = 0, 1, \dots, N-1$) 进行估计即可解调, 无需像空时编码那样需要对每一收发天线对之间的信道均进行信道估计。而且该方案并不像空时编码那样受到信道保持准静态的条件约束。而子载波分群的方法使该方案的译码复杂度降低, 译码时只需分别对每个子群 M 个元素进行联合译码, 可使用最大似然译码法, 其译码复杂度与 M 的大小呈指数关系; 或采用复杂度较低的球形译码(sphere decoding), 其译码复杂度与 M 的大小呈多项式关系。

4 基于循环延迟分集的空时频编码方案

在参考文献[2]的空时频编码的基础上, 还可以把循环延迟分集技术加入其中, 提出一种基于循环延迟分集的空时频编码方案。该方案为: 先进行分组预编码, 再对同一子载波上的符号进行空时分组编码, 然后进行 OFDM 调制(IDFT), 最后经过相应的循环延迟从多个天线发射出去。循环延迟分

集和分组预编码的方案可以参照以上所述。其中空时组码为 Alamouti 码, 采用两天线循环延迟的方案结构框图如图 2 所示。以下的方案可获得发射分集增益为 4, 只需进行比无分集多一倍的信道估计。

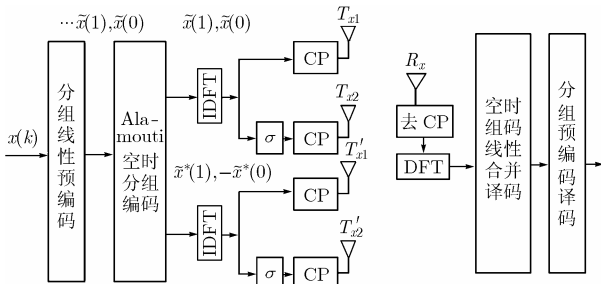


图 2 基于循环延迟分集的空时频编码结构框图

5 仿真结果

本文的 OFDM 调制采用 320 个子载波, QPSK 调制, 符号速率为 1.2288Mbaud。其中信道模型参考文献[5]。现把所用的信道模型参数列于表 1, 采用文献[5]中介绍的 JTC 瑞利无线信道仿真器, 仿真未经纠错编码时的误比特率, 最大似然译码, 一个接收天线。仿真结果如图 3~图 5 所示。

表 1 多径信道模型参数表

模型 A, 径数:4, 瑞利衰落, 移动速度:3kph						
相对功率(dB)	0	-9.7	-19.2	-22.8		
相对时延(chip)	0	0.135	0.233	0.504		
模型 B, 径数:6, 瑞利衰落, 移动速度:10kph						
相对功率(dB)	0	-0.9	-4.9	-8.0	-7.8	-23.9
相对时延(chip)	0	0.245	0.983	1.475	2.826	4.547
模型 C, 多径模型与模型 A 一致, 移动速度:120kph						

下列的仿真图中, NULL 表示未采用任何编码技术。

Precode2 表示把 N 个子载波分成 $N/2$ 组, 每组有两个元素进行预编码; Precode4 表示把 N 个子载波分成 $N/4$ 组, 每组有 4 个元素进行预编码。CDD 为采用了循环延迟分集, 后面的数字表示时域循环延迟量 σ (以码片时间为单位)。

从图 3(a)可知, 对于模型 A, 由于多径扩展的程度不足, 所以预编码的效果不佳。由图可见, 曲线“Precode2”与

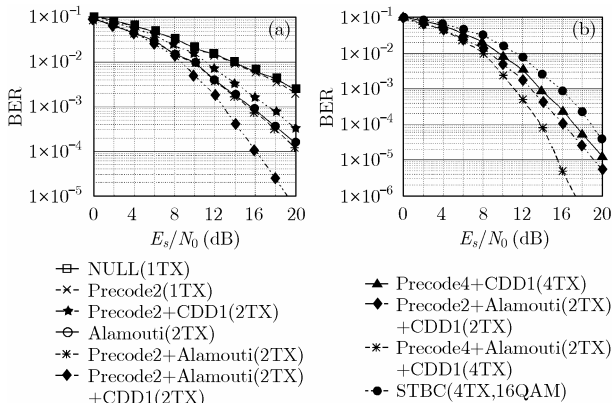


图 3 采用不同编码方式下模型 A 的误比特率曲线

“NULL”几乎重合, 曲线“Precode2+ Alamouti”与“Alamouti”也几乎重合。应用了循环延迟分集后, 曲线“Precode2+ CDD1(2TX)”明显比“NULL”下降速度要快, 曲线“Precode2+ Alamouti + CDD1(2TX)”也明显比“Alamouti”下降速度要快。

在图 3 (b)中对几种 4 发射天线的编码方案进行了比较。其中 4 天线的空时组码采用 1/2 编码效率的方案, 为保证数据速率相同, 采用 16QAM 调制。由图可知, 由于基于 CDD 的分组预编码不会随着发射天线的增加而降低传输速率, 故曲线“Precode4+ CDD1(4TX)”以及“Precode2+ Alamouti + CDD1(2TX)”的性能明显比“STBC(4TX)”要好。当然, 还可以采用更多天线的循环延迟分集, 以获得更大的分集增益, 如图 3(b)中的曲线“Precode4+Alamouti(2TX)+CDD1(4TX)”所示。

对于图 4(a), 由于模型 B 的多径时延扩展较长, 所以“Precode2+ CDD1(2TX)”虽然可获得该方案下的最大分集增益和编码增益, 但是性能的改善没有模型 A 的明显。这时可增加每子群的元素个数 M' 和合理选择循环延迟量 σ 的值, 以获得更大的频率分集增益。如图 4(b)中的曲线“Precode4+CDD6(2TX)”和“Precode4+Alamouti(2TX)+CDD6(2TX)”所示。

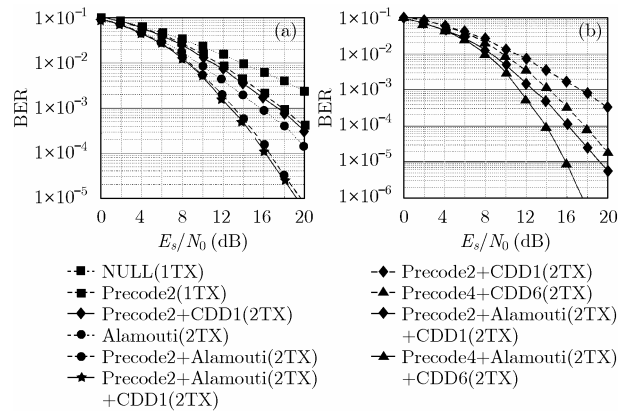


图 4 采用不同编码方式下模型 B 的误比特率曲线

对于图 5 的模型 C, 由于运动速度较快, 信道衰落较快, 无法保持准静态条件, 故空时组码的译码性能较差。但是本文提出的编码方案, 可以不受信道保持准静态的条件约束, 在信噪比较高时, 其性能明显优于相同发射天线下的空时组码。

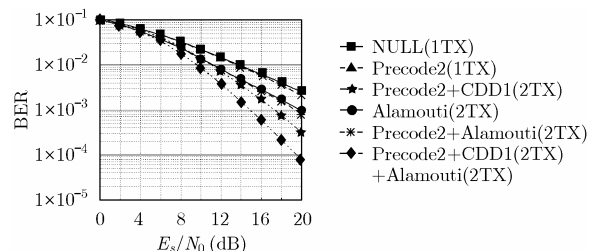


图 5 采用不同编码方式下模型 C 的误比特率曲线

6 结束语

在 OFDM 系统中, 循环延迟分集可以制造虚拟的多径信道(频率选择性衰落信道), 使 OFDM 子信道之间的相关性变小, 通过适当的分群方法, 可使每一子群中的子信道相关性变得更小。在此相关性较小的子群中应用线性预编码, 可获得分集增益, 且译码复杂度相对较低, 信道估计简单。可结合空时组码构造出新的空时频编码方案。

参考文献

- [1] Liu Z, Xin Y, and Giannakis G B. Linear constellation precoding for OFDM with maximum multipath diversity and coding gains. *IEEE Trans. on Commun.*, 2003, 51(3): 416-427.
 - [2] Liu Z, Xin Y, and Giannakis G B. Space-time-frequency coded OFDM over frequency-selective fading channels. *IEEE Trans. on SP*, 2002, 50(10): 2465-2475.
 - [3] Huebner A, Schuelein F, and Bossert M. A simple space-frequency coding scheme with cyclic delay diversity for OFDM, 5th European Personal Mobile Communications Conference, Glasgow, Scotland: IEEE, 2003: 106-110.
 - [4] 张红伟, 罗汉文, 宋文涛, 刘兴钊. 基于循环延迟分集的空时频编码策略. 上海交通大学学报, 2004, 38(11): 1806-1809.
Zhang Hong-wei, Luo Han-wen, Song Wen-tao, and Liu Xing-Zao. A new space-time-frequency coded strategy based on cyclic delay diversity. *Journal of Shanghai Jiaotong University*, 2004, 38(11): 1806-1809.
 - [5] 3GPP2 TSG-C WG3 DO Ad Hoc Group, C30- DOAH-2003 0818-004: 1xEV-DO evaluation methodology, 3GPP2 TSG-C WG3 contribution, August 2003.
 - [6] Alamouti S M. A simple transmitter diversity scheme for wireless communications. *IEEE Journal of Select. Areas in Comm.*, 1998, 16(8): 1451-1458.
- 方冬梅: 女, 1981年生, 硕士生, 研究方向为 MIMO-OFDM、空时编码、通信仿真。
田立斌: 男, 1964年生, 讲师, 博士生, 研究方向为通信与信息处理。
胡斌杰: 男, 1960年生, 教授, 研究生导师, 研究方向为无线通信及相关射频理论与技术。