

一种新的 QO-GLSFTBC-OFDM 技术

战金龙, 廖桂生, 李国民

(西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室, 陕西西安 710071)

摘 要: 提出了一种可以使 QOSTBC(Quasi Orthogonal Space Time Block Code) 获得满分集增益的 QO-GLSFTBC-OFDM (Group Layered Space Frequency Time Block Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 技术, 与基于星座图旋转的改进 QOSTBC 方法相比, 本文提出的方法不扩大每个发射天线发送符号的星座图. 从理论分析的结果可以看出, 本文所提出的方法在保持 QOSTBC 满速率优点的前提下, 可以同时获得满分集增益; 而且编码和译码的过程都是基于线性处理的, 计算简单. 计算机仿真结果也证明了该方法的有效性.

关键词: 准正交设计; 分组分层空频时编码; 正交频分复用; 满分集; 满速率

中图分类号: TN92; TN911 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2007) 12 2435-06

A Novel QO-GLSFTBC-OFDM Technique

ZHAN Jin-long, LIAO Gui-sheng, LI Guo-min

(Key Laboratory for Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China)

Abstract: A Quasi Orthogonal Group Layered Space Frequency Time Block Coded (QO-GLSFTBC)-OFDM scheme with full rate and full diversity is presented for improving the performance of quasi orthogonal codes. Compared to the constellation rotated quasi orthogonal codes (the improved QO scheme), the newly proposed code has the advantage of not expanding the signal constellation at each transmit antenna. The proposed method can obtain full rate and full diversity. Furthermore, the encoding and decoding process of the proposed method is made of linear processing and requires simple operation. Simulation results show the validity of the proposed method.

Key words: quasi orthogonal design; group layered space frequency time block code (GLSFTBC); OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing); full diversity; full rate

1 引言

MIMO (Multiple Input/Multiple Output) 系统可以提供两种增益: 分集增益和复用增益^[1,2]. 大多数现存的 MIMO 技术设计的目的是取得这两种分集增益中的一种, 例如, 空时编码 STC (Space-Time Codes) (包括空时分组码 STBC^[3,4] 和空时格形码 STTC^[5]) 可以取得满分集增益, 但是却不能获得复用增益. 分层空时 LST 结构 (Layered Space Time), 如 V-BLAST^[6] 和 D-BLAST^[7], 可以获得最大的复用增益, 但是只能获得非常低的分集增益.

虽然 STC 可以取得较高的分集增益和编码增益, 但是当发射天线的数目一定时, STC 的译码复杂度随传输速率按指数增长. OSTBC 可以获得满分集增益, 而且其另一个主要的优点是它的编译码算法都非常简单^[3]. 然而, 只有对于两个发射天线, OSTBC 才可以达到满速率, 而对于多于两个发射天线, OSTBC 最多可以达

到满速率的 3/4.

为了使 STBC 获得满速率, 文献[8]提出了基于准正交设计的空时分组码 QOSTBC (文献[9]和[10]也提出了类似的设计). 在 QOSTBC 中, 放松了编码矩阵正交性的要求, 以获得满速率. QOSTBC 仍可以采用快速最大似然 (ML) 译码, 但是要牺牲部分分集增益. 通过星座图旋转的方法^[11-13], 可以提高 QOSTBC 的性能. 但是, 需要指出: 星座图旋转的方法扩大了每个发射天线发送符号的星座图. 此外, 以上空时码的最初设计都是对于平衰落信道的.

近来, 人们开始考虑如何在有码间干扰 (ISI) 的频率选择性衰落信道下设计空时码. 在不同的消除 ISI 的方法中, OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 是一种非常有效的方法^[14,15]. 在 OFDM 系统中, 发射端采用逆傅立叶变换 (IFFT) 和加循环前缀 (cyclic prefix) 相结合, 在接收端经过去循环前缀和傅立叶变换 (FFT) 后,

将一个频率选择性衰落信道转化为一组并行的平坦衰落的子信道. 这使得接收端的均衡变得非常简单, 同时也使得平衰落信道下的空时编码技术可以应用于频率选择性衰落信道.

在文献[14]的基础上, 本文提出了一种可以使 QOSTBC 获得满分集增益 GLSTBC-OFDM 技术. GLST 结合了空时编码和分层空时处理, 可以在复用增益和分集增益之间进行一个很好的折中. 在 GLST 中, 发射天线分为不同的组, 组与组之间采用分层结构(可以获得部分复用增益), 而在每组发射天线中则采用空时编码(可以获得部分的分集增益). 相对与空时编码而言, GLST 可以获得部分复用增益, 同时相对于单纯的分层空时结构而言, GLST 又可以获得部分的分集增益. 文献[14]提出的方法最终是一个准正交设计, 因此不能获得满分集增益, 在本文中, 我们利用 GLST 结合 SFTBC-OFDM 获得满分集增益.

本文中, 黑体字母表示矩阵(或列矢量), $(\cdot)^T$ 表示矩阵的转置, $(\cdot)^H$ 表示矩阵的共轭转置, $*$ 表示复数的共轭, I_N 表示 $N \times N$ 的单位阵.

2 OFDM 系统模型

OFDM 是一种有效的抗多径衰落技术^[16]. 一个传统的 OFDM 系统框图如图 1 所示.

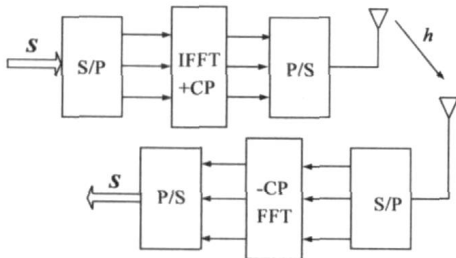


图 1 传统 OFDM 系统的结构框图

这里考虑一个有 N 个子载波的 OFDM 系统. 将信息序列 S 分成长度为 N 的数据块, 第 n 个数据块 $S(n) := [S(nN), S(nN+1), \dots, S(nN+N-1)]^T$, 进行 OFDM 调制后, 由发射天线发送, OFDM 解调后的信号可

$$\bar{S}_1 = \begin{bmatrix} S(nN) & -S^*(nN+1) & \dots & S(nN+N-2) & -S^*(nN+N-1) \\ S(nN+1) & S^*(nN) & \dots & S(nN+N-1) & S^*(nN+N-2) \end{bmatrix}^T \quad (3)$$

$$\bar{S}_2 = \begin{bmatrix} S((n+1)N) & -S^*((n+1)N+1) & \dots & S((n+1)N+N-2) & -S^*((n+1)N+N-1) \\ S((n+1)N+1) & S^*((n+1)N) & \dots & S((n+1)N+N-1) & S^*((n+1)N+N-2) \end{bmatrix}^T \quad (4)$$

把 $\bar{S}_1$ 和 $\bar{S}_2$ 的两列分别作为四个连续的符号矢量 X_{11} 、 X_{12} 和 X_{21} 、 X_{22} , 则有:

$$X_{11} = [S(nN) \quad -S^*(nN+1) \quad \dots \quad S(nN+N-2) \quad -S^*(nN+N-1)]^T \quad (5)$$

$$X_{21} = [S(nN+1) \quad S^*(nN) \quad \dots \quad S(nN+N-1) \quad S^*(nN+N-2)]^T \quad (6)$$

以表示为:

$$y(n) = DS(n) + \eta(n) \quad (1)$$

其中,

$$D := \text{diag}(H(0), \dots, H(N-1)) \quad (2)$$

$H(k) = \sum_{n=0}^{L-1} h(n) \exp(-j2\pi kn/N)$, $0 \leq k \leq N-1$ 对应于信道在第 k 个子载波上的频率响应. $\eta(n)$ 表示噪声项.

由以上推导可以看出, 加入循环前缀的 OFDM 将一个频率选择性衰落信道转化为 N 个并行的平衰落的子信道.

3 本文提出的方法

发射端的系统框图如图 2 所示. 发射端有四根天线, 分为两组, 每组两根天线. 原始符号经过空频编码(SFBC)后变为两路信号, 分别输入到两组的空时编码器(STBC)中, 然后进行 OFDM 调制, 最后由发射天线发送.

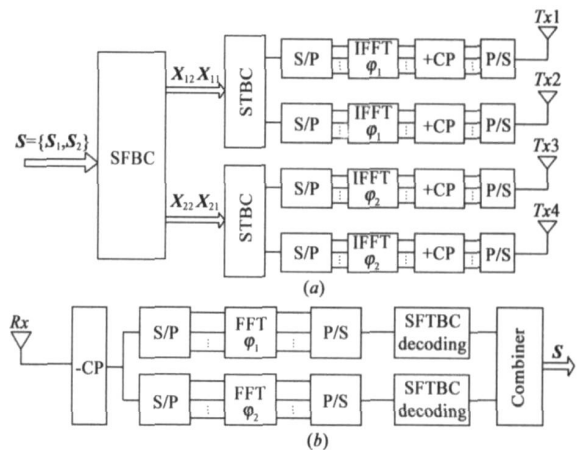


图 2 (a) 本文提出方法的发射端框图; (b) 本文提出方法的接收端框图

令 $S = \{S_1, S_2\}$, 其中, $S_1 = [S(nN), S(nN+1), \dots, S(nN+N-1)]$, $S_2 = [S((n+1)N), S((n+1)N+1), \dots, S((n+1)N+N-1)]$ 表示两个长度为 N 周期为 T 的输入数据符号, 经过 SFBC 得到:

$$X_{12} = [S((n+1)N) \quad -S^*((n+1)N+1) \quad \dots \quad S((n+1)N+N-2) \quad -S^*((n+1)N+N-1)]^T \quad (7)$$

$$X_{22} = [S((n+1)N+1) \quad S^*((n+1)N) \quad \dots \quad S((n+1)N+N-1) \quad S^*((n+1)N+N-2)]^T \quad (8)$$

将 X_{11} 和 X_{12} 作为第一组的连续两个符号, 进行空时编码, 即对于第一组的第一个发射天线, 连续的两个符号周期内发送的符号分别为 X_{11} 和 $-X_{12}^*$, 对于第一组第

二个发射天线, 连续的两个符号周期内发送的符号分别为 X_{12} 和 X_{11} ; 同理将 X_{21} 和 X_{22} 作为第二组的连续两个符号, 进行空时编码. 编码过程可以表示如下:

等价的 SFTBC 编码矩阵为^[14]:

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} S(nN + k - 1) & S((n + 1)N + k - 1) & S(nN + k) & S((n + 1)N + k) \\ -S^*(nN + k) & -S^*((n + 1)N + k) & S^*(nN + k - 1) & S^*((n + 1)N + k - 1) \\ -S^*((n + 1)N + k - 1) & S^*(nN + k - 1) & -S^*((n + 1)N + k) & S^*(nN + k) \\ S((n + 1)N + k) & -S(nN + k) & -S((n + 1)N + k - 1) & S(nN + k - 1) \end{bmatrix} \quad (10)$$

经过 OFDM 调制后, 分别由对应的发射天线发送. 两个连续符号周期内的接收信号可以表示如下:

$$\begin{cases} \mathbf{r}^t = \tilde{\mathbf{H}}_1^t \mathbf{T}_{\text{CP}} \mathbf{F}^H \Phi_1 \mathbf{X}_{11} + \tilde{\mathbf{H}}_2^t \mathbf{T}_{\text{CP}} \mathbf{F}^H \Phi_1 \mathbf{X}_{12} \\ \quad + \tilde{\mathbf{H}}_3^t \mathbf{T}_{\text{CP}} \mathbf{F}^H \Phi_2 \mathbf{X}_{21} + \tilde{\mathbf{H}}_4^t \mathbf{T}_{\text{CP}} \mathbf{F}^H \Phi_2 \mathbf{X}_{22} + \mathbf{N}^t \\ \mathbf{r}^{t+T} = -\tilde{\mathbf{H}}_1^{t+T} \mathbf{T}_{\text{CP}} \mathbf{F}^H \Phi_1 \mathbf{X}_{12}^* + \tilde{\mathbf{H}}_2^{t+T} \mathbf{T}_{\text{CP}} \mathbf{F}^H \Phi_1 \mathbf{X}_{11}^* \\ \quad - \tilde{\mathbf{H}}_3^{t+T} \mathbf{T}_{\text{CP}} \mathbf{F}^H \Phi_2 \mathbf{X}_{22}^* + \tilde{\mathbf{H}}_4^{t+T} \mathbf{T}_{\text{CP}} \mathbf{F}^H \Phi_2 \mathbf{X}_{21}^* + \mathbf{N}^{t+T} \end{cases} \quad (11)$$

其中, $\tilde{\mathbf{H}}_i^g$, $i = 1, 2, 3, 4$; $g = t, t + T$ 为一个上三角 Toeplitz 矩阵, 表示等价的信道矩阵, 其第一列为 $[h_i^g(0) \ h_i^g(L - 1) \ \dots \ 0]^T$, $\mathbf{F}$ 是傅立叶变换矩阵, 子载波的个数为 $K = 2N$. $\mathbf{T}_{\text{CP}}$ 表示加 CP 的矩阵. 其中, CP 的长度为 $L_{\text{CP}} (L_{\text{CP}} \geq L)$. Φ_1 和 Φ_2 分别表示第一组和第二组的子载波选择矩阵. 子载波分组最初在文献[16]中提出, 是为了抑制多用户干扰. 本文的目的是利用子载波分组进行组间干扰抑制. 给两组分配不同的子载波, 假定两组的子载波选择矩阵分别为 Φ_1 和 Φ_2 . Φ_1 表示 $\mathbf{I}_{2N}$ 的前 N 列, Φ_2 表示 $\mathbf{I}_{2N}$ 的后 N 列, 则 Φ_1 和 Φ_2 正交, 可以表示为:

$$\Phi_1^T \Phi_2 = \mathbf{0}, \quad \Phi_2^T \Phi_1 = \mathbf{0} \quad (12)$$

$$\Phi_1^T \Phi_1 = \mathbf{I}_N, \quad \Phi_2^T \Phi_2 = \mathbf{I}_N \quad (13)$$

$\mathbf{r}^j$ 和 $\mathbf{N}^j$, $j = t, t + T$ 分别表示在 j 时刻的接收信号和加性高斯白噪声.

假定接收端精确频率同步和定时同步, 将接收的信号进行去 CP 和傅立叶变换, 然后利用子载波选择矩阵的正交性进行组间干扰抑制, 则两组 OFDM 解调后的信号在 t 和 $t + T$ 时刻可以表示为:

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{r}}_1^t = \Phi_1^T \mathbf{F} \mathbf{R}_{\text{CP}} \mathbf{r}^t \\ = \Phi_1^T \mathbf{F} \mathbf{R}_{\text{CP}} (\tilde{\mathbf{H}}_1^t \mathbf{T}_{\text{CP}} \mathbf{F}^H \Phi_1 \mathbf{X}_{11} + \tilde{\mathbf{H}}_2^t \mathbf{T}_{\text{CP}} \mathbf{F}^H \Phi_1 \mathbf{X}_{12} \\ \quad + \tilde{\mathbf{H}}_3^t \mathbf{T}_{\text{CP}} \mathbf{F}^H \Phi_2 \mathbf{X}_{21} + \tilde{\mathbf{H}}_4^t \mathbf{T}_{\text{CP}} \mathbf{F}^H \Phi_2 \mathbf{X}_{22} + \mathbf{N}^t) \\ = \mathbf{D}_1^t \mathbf{X}_{11} + \mathbf{D}_2^t \mathbf{X}_{12} + \Phi_1^T \mathbf{F} \mathbf{R}_{\text{CP}} \mathbf{N}^t \\ \hat{\mathbf{r}}_1^{t+T} = \Phi_1^T \mathbf{F} \mathbf{R}_{\text{CP}} \mathbf{r}^{t+T} \\ = \Phi_1^T \mathbf{F} \mathbf{R}_{\text{CP}} (-\tilde{\mathbf{H}}_1^{t+T} \mathbf{T}_{\text{CP}} \mathbf{F}^H \Phi_1 \mathbf{X}_{12}^* + \tilde{\mathbf{H}}_2^{t+T} \mathbf{T}_{\text{CP}} \mathbf{F}^H \Phi_1 \mathbf{X}_{11}^* \\ \quad - \tilde{\mathbf{H}}_3^{t+T} \mathbf{T}_{\text{CP}} \mathbf{F}^H \Phi_2 \mathbf{X}_{22}^* + \tilde{\mathbf{H}}_4^{t+T} \mathbf{T}_{\text{CP}} \mathbf{F}^H \Phi_2 \mathbf{X}_{21}^* + \mathbf{N}^{t+T}) \\ = -\mathbf{D}_1^{t+T} \mathbf{X}_{12}^* + \mathbf{D}_2^{t+T} \mathbf{X}_{11}^* + \Phi_1^T \mathbf{F} \mathbf{R}_{\text{CP}} \mathbf{N}^{t+T} \end{cases} \quad (14)$$

$$\begin{array}{ccccc} \text{Block/eval} & \text{Antenna}^1 & \text{Antenna}^2 & \text{Antenna}^3 & \text{Antenna}^4 \\ n & \mathbf{X}_{11} & \mathbf{X}_{12} & \mathbf{X}_{21} & \mathbf{X}_{22} \\ n+1 & -\mathbf{X}_{12}^* & \mathbf{X}_{11}^* & -\mathbf{X}_{22}^* & \mathbf{X}_{21}^* \end{array} \quad (9)$$

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{r}}_2^t = \Phi_2^T \mathbf{F} \mathbf{R}_{\text{CP}} \mathbf{r}^t \\ = \Phi_2^T \mathbf{F} \mathbf{R}_{\text{CP}} (\tilde{\mathbf{H}}_1^t \mathbf{T}_{\text{CP}} \mathbf{F}^H \Phi_1 \mathbf{X}_{11} + \tilde{\mathbf{H}}_2^t \mathbf{T}_{\text{CP}} \mathbf{F}^H \Phi_1 \mathbf{X}_{12} \\ \quad + \tilde{\mathbf{H}}_3^t \mathbf{T}_{\text{CP}} \mathbf{F}^H \Phi_2 \mathbf{X}_{21} + \tilde{\mathbf{H}}_4^t \mathbf{T}_{\text{CP}} \mathbf{F}^H \Phi_2 \mathbf{X}_{22} + \mathbf{N}^t) \\ = \mathbf{D}_3^t \mathbf{X}_{21} + \mathbf{D}_4^t \mathbf{X}_{22} + \Phi_2^T \mathbf{F} \mathbf{R}_{\text{CP}} \mathbf{N}^t \\ \hat{\mathbf{r}}_2^{t+T} = \Phi_2^T \mathbf{F} \mathbf{R}_{\text{CP}} \mathbf{r}^{t+T} \\ = \Phi_2^T \mathbf{F} \mathbf{R}_{\text{CP}} (-\tilde{\mathbf{H}}_1^{t+T} \mathbf{T}_{\text{CP}} \mathbf{F}^H \Phi_1 \mathbf{X}_{12}^* + \tilde{\mathbf{H}}_2^{t+T} \mathbf{T}_{\text{CP}} \mathbf{F}^H \Phi_1 \mathbf{X}_{11}^* \\ \quad - \tilde{\mathbf{H}}_3^{t+T} \mathbf{T}_{\text{CP}} \mathbf{F}^H \Phi_2 \mathbf{X}_{22}^* + \tilde{\mathbf{H}}_4^{t+T} \mathbf{T}_{\text{CP}} \mathbf{F}^H \Phi_2 \mathbf{X}_{21}^* + \mathbf{N}^{t+T}) \\ = -\mathbf{D}_3^{t+T} \mathbf{X}_{22}^* + \mathbf{D}_4^{t+T} \mathbf{X}_{21}^* + \Phi_2^T \mathbf{F} \mathbf{R}_{\text{CP}} \mathbf{N}^{t+T} \end{cases} \quad (15)$$

其中上式第三个等号利用了等式(12)和(13). $\mathbf{R}_{\text{CP}}$ 表示去 CP 的矩阵 $\mathbf{D}_i^g = \Phi_i^T \mathbf{F} \mathbf{H}_i^g \mathbf{F}^H \Phi_i = \text{diag} [H_i^g(0), H_i^g(1), \dots, H_i^g(N - 1)]$, $i = 1, 2$; $g = t, t + T$. $\mathbf{D}_i^g = \Phi_i^T \mathbf{F} \mathbf{H}_i^g \mathbf{F}^H \Phi_i = \text{diag} [H_i^g(N), H_i^g(N + 1), \dots, H_i^g(2N - 1)]$, $i = 3, 4$; $g = t, t + T$. 将式(17)写成单个元素的形式, 可得:

$$\begin{aligned} \hat{r}_1^t &= \mathbf{D}_1^t \mathbf{X}_{11} + \mathbf{D}_2^t \mathbf{X}_{12} + \eta^t \\ &= \begin{bmatrix} H_1^t(0) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & H_1^t(1) & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & H_1^t(N - 1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S(nN) \\ -S^*(nN + 1) \\ \vdots \\ -S^*(nN + N + 1) \end{bmatrix} + \\ &\quad \begin{bmatrix} H_2^t(0) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & H_1^t(0) & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & H_2^t(N - 1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S((n + 1)N) \\ -S^*((n + 1)N + 1) \\ \vdots \\ -S^*((n + 1)N + N + 1) \end{bmatrix} \\ &\quad + \eta^t \\ \hat{r}_1^{t+T} &= -\mathbf{D}_1^{t+T} \mathbf{X}_{12}^* + \mathbf{D}_2^{t+T} \mathbf{X}_{11}^* + \eta^{t+T} \\ &= \begin{bmatrix} H_1^{t+T}(0) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & H_1^{t+T}(1) & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & H_1^{t+T}(N - 1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -S^*((n + 1)N) \\ S((n + 1)N + 1) \\ \vdots \\ S^*((n + 1)N + N + 1) \end{bmatrix} \\ &\quad + \begin{bmatrix} H_2^{t+T}(0) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & H_2^{t+T}(1) & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & H_2^{t+T}(N - 1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S^*(nN) \\ -S(nN + 1) \\ \vdots \\ -S(nN + N + 1) \end{bmatrix} \\ &\quad + \eta^{t+T} \end{aligned} \quad (16)$$

其中, η 和 η^{+T} 分别表示 t 和 $t+T$ 时刻的噪声项. 假定信道为准静态衰落, 即 $\mathbf{h}_i^t = \mathbf{h}_i^{t+T}$, $i = 1, 2, 3, 4$ (等价于 $\mathbf{D}_i^t = \mathbf{D}_i^{t+T}$, $i = 1, 2, 3, 4$), 并且接收端完全已知信道, 不失一般性, 以 $\mathbf{S}_1$ 和 $\mathbf{S}_2$ 的前两个比特为例. 式(16)和式(17)的前两行由下式给出:

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{r}}_1^t(0) = H_1^t(0)S(nN) + H_2^t(0)S((n+1)N) + \eta^t(0) \\ \hat{\mathbf{r}}_1^{t+T}(0) = -H_1^{t+T}(0)S^*((n+1)N) \\ \quad + H_2^{t+T}(0)S^*(nN) + \eta^{t+T}(0) \\ \hat{\mathbf{r}}_1^t(1) = -H_1^t(1)S^*(nN+1) - H_2^t(1)S^*((n+1)N+1) \\ \quad + \eta^t(1) \\ \hat{\mathbf{r}}_1^{t+T}(1) = H_1^{t+T}(1)S((n+1)N+1) \\ \quad - H_2^{t+T}(1)S(nN+1) + \eta^{t+T}(1) \end{cases} \quad (18)$$

由式(18)和(19)可以求出第一组 $S(nN)$, $S(nN+1)$ 和 $S((n+1)N)$, $S((n+1)N+1)$ 的判决估计量:

$$\begin{aligned} \hat{S}(nN) &= \sum_{i=1}^2 |H_i^t(0)|^2 S(nN) \\ &\quad + [H_1^t(0)]^* \eta^t(0) + H_2^t(0) [\eta^{t+T}(0)]^* \\ \hat{S}((n+1)N) &= \sum_{i=1}^2 |H_i^t(0)|^2 S((n+1)N) \\ &\quad + [H_2^t(0)]^* \eta^t(0) - H_1^t(0) [\eta^{t+T}(0)]^* \\ \hat{S}(nN+1) &= \sum_{i=1}^2 |H_i^t(1)|^2 S(nN+1) \\ &\quad + H_1^t(1) [-\eta^t(1)]^* - [H_2^t(1)]^* \eta^{t+T}(1) \\ \hat{S}((n+1)N+1) &= \sum_{i=1}^2 |H_i^t(1)|^2 S((n+1)N+1) \\ &\quad + H_2^t(1) [-\eta^t(1)]^* + [H_1^t(1)]^* \eta^{t+T}(1) \end{aligned} \quad (20)$$

同理, 由式(15)也可以求出第二组 $S(nN)$, $S(nN+1)$ 和 $S((n+1)N)$, $S((n+1)N+1)$ 的判决估计量:

$$\begin{aligned} \hat{S}(nN+1) &= \sum_{i=3}^4 |H_i^t(0)|^2 S(nN+1) \\ &\quad + [H_3^t(0)]^* \eta^t(0) + H_4^t(0) [\eta^{t+T}(0)]^* \\ \hat{S}((n+1)N+1) &= \sum_{i=3}^4 |H_i^t(0)|^2 S((n+1)N+1) \\ &\quad + [H_3^t(0)]^* \eta^t(0) - H_4^t(0) [\eta^{t+T}(0)]^* \end{aligned} \quad (21)$$

$$\begin{aligned} \hat{S}(nN) &= \sum_{i=3}^4 |H_i^t(1)|^2 S(nN) \\ &\quad + H_3^t(1) [\eta^t(1)]^* + [H_4^t(1)]^* \eta^{t+T}(1) \\ \hat{S}((n+1)N) &= \sum_{i=3}^4 |H_i^t(1)|^2 S((n+1)N) \\ &\quad + H_4^t(1) [\eta^t(1)]^* - [H_3^t(0)]^* \eta^{t+T}(1) \end{aligned} \quad (22)$$

将两组所求出的判决估计量合并, 可得:

$$\begin{aligned} \hat{S}(nN) &= \left[\sum_{i=1}^2 |H_i^t(0)|^2 + \sum_{i=3}^4 |H_i^t(1)|^2 \right] S(nN) + \tilde{\omega}_0 \\ \hat{S}((n+1)N) &= \left[\sum_{i=1}^2 |H_i^t(0)|^2 + \sum_{i=3}^4 |H_i^t(1)|^2 \right] \\ &\quad S((n+1)N) + \tilde{\omega}_1 \end{aligned} \quad (24)$$

$$\begin{aligned} \hat{S}(nN+1) &= \left[\sum_{i=1}^2 |H_i^t(1)|^2 + \sum_{i=3}^4 |H_i^t(0)|^2 \right] S(nN+1) + \tilde{\omega}_2 \\ \hat{S}((n+1)N+1) &= \left[\sum_{i=1}^2 |H_i^t(1)|^2 + \sum_{i=3}^4 |H_i^t(0)|^2 \right] \\ &\quad S((n+1)N+1) + \tilde{\omega}_3 \end{aligned} \quad (25)$$

其中, $\tilde{\omega}_i$, $i = 0, 1, 2, 3$ 为噪声项. 显然, 本文提出的方法可以获得4阶的空间分集增益(即满分集), 并且可以取得满速率.

4 性能分析

假定发射端发送的符号为 $\mathbf{s} = [\mathbf{s}_1 \quad \mathbf{s}_2]$, 接收端在已知 $\mathbf{D}_{\bar{j}} = \text{diag}(H_{\bar{j}}(0), \dots, H_{\bar{j}}(N-1))$, $i = 1, 2$ 和 $\mathbf{D}_{\bar{j}} = \text{diag}(H_{\bar{j}}(N), \dots, H_{\bar{j}}(2N-1))$, $i = 3, 4$ 的条件下利用最大似然判决为 $\mathbf{S} = [\mathbf{S}_1 \quad \mathbf{S}_2]$, 则条件成对错误概率为^[15]:

$$P(\mathbf{S} \rightarrow \mathbf{S} | \{\mathbf{D}_{\bar{j}}\}) \leq \exp \left[- \frac{E_s}{8N_0} d^2(\mathbf{S}, \mathbf{S}) \right] \quad (26)$$

其中,

$$\begin{aligned} d^2(\mathbf{S}, \mathbf{S}) &= \sum_{j=1}^{N_R} \sum_{k=1}^{N-1} (|H_{1j}(k)|^2 + |H_{2j}(k)|^2 + |H_{3j}(k)|^2 + \\ &\quad |H_{4j}(k)|^2) (|\mathbf{S}_1(k) - \mathbf{S}_1(k)|^2 + |\mathbf{S}_2(k) - \mathbf{S}_2(k)|^2) \end{aligned} \quad (27)$$

$\mathbf{D}_{\bar{j}}$ 表示发射天线 i 和接收天线 j 之间的等价的信道矩阵. N_R 表示接收天线的个数. 令 $\mathbf{h}_{ij} = (h_{ij}(0), \dots, h_{ij}(L-1))$ 表示发射天线 i 和接收天线 j 之间信道的冲激响应, 令 $\mathbf{F}_1[k] = [1 \quad \exp(-j2\pi k/K) \quad \dots \quad \exp(-j2\pi k(L-1)/K)]$, $\mathbf{F}_2[k] = [1 \quad \exp(-j2\pi(k+N)/K) \quad \dots \quad \exp(-j2\pi(k+N)(L-1)/K)]$ 则有: $H_{\bar{j}}[k] = \mathbf{h}_{\bar{j}} \mathbf{F}_{\bar{j}}^T[k]$, $i = 1, 2$, $H_{ij}[k] = \mathbf{h}_{\bar{j}} \mathbf{F}_2^T[k]$, $i = 3, 4$. 式(27)可以写为:

$$d^2(\mathbf{S}, \mathbf{S}) = \sum_{j=1}^{N_R} \mathbf{G}_j \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} \Psi[k] \mathbf{a}[k] \right\} [\mathbf{G}_j]^H \quad (28)$$

其中,

$$\mathbf{G}_j = (\mathbf{h}_{1j} \quad \mathbf{h}_{2j} \quad \mathbf{h}_{3j} \quad \mathbf{h}_{4j}) \quad (29)$$

$\Psi_k =$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{F}_1^T[k](\mathbf{F}_1^T[k])^H & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{F}_1^T[k](\mathbf{F}_1^T[k])^H & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{F}_2^T[k](\mathbf{F}_2^T[k])^H & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \mathbf{F}_2^T[k](\mathbf{F}_2^T[k])^H \end{bmatrix} \quad (30)$$

$\mathbf{a}[k] = \text{diag}\{a[k], \dots, a[k]\}_{4L \times 4L}$, $\mathbf{a}(k) = |\mathbf{S}_1(k) - \mathbf{S}_1$

$(k)|^2 + |S_2(k) - \hat{S}_2(k)|^2$, 则式(28) 可以进一步表示为:

$$P(\mathbf{S} \rightarrow \hat{\mathbf{S}} | \{D_i\}) \leq \exp \left[- \frac{E_s}{8N_0} \left[\sum_{j=1}^{N_R} \mathbf{G}_j \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} \Psi[k] \mathbf{a}[k] \right\} \mathbf{G}_j^H \right] \right] \quad (31)$$

令 r 表示矩阵 $\mathbf{B} = \sum_{k=0}^{N-1} \Psi[k] \mathbf{a}[k]$ 的秩, $\lambda_n, n = 1, 2, \dots, r$ 表示 $\mathbf{B}$ 的非负特征值.

由于信道是独立的并且服从 Rayleigh 衰落的, 将式(31) 左右两边求数学期望, 可得平均 PEP:

$$P(\mathbf{S} \rightarrow \hat{\mathbf{S}}) \leq \left(\prod_{n=1}^r \lambda_n \right)^{-N_R} \left[\frac{E_s}{8N_0} \right]^{-rN_R} \quad (32)$$

显然, 可以获得的分集增益为 rN_R . 由于矩阵 $\mathbf{B}$ 的维数为 $N_T L \times N_T L$, $\mathbf{B}$ 的最大秩为 $N_T L$, 因此最大的分集增益为 $N_T N_R L$. 这里我们没有考虑频率分集, 可以利用交织或者重复发射原始序列的循环移位的方法获得频率分集增益. 从式(32) 可以看出, 本文所提出的方法可以获得满空间分集增益.

5 仿真结果

仿真的条件如下: 信道为频率选择性准静态衰落信道, 发射天线和接收天线之间的信道用 FIR 滤波器来仿真, FIR 滤波器的阶数 $L = 3$, 抽头系数在相邻的两个 OFDM 符号内保持不变, 其余则随机变化. 每个发射天线上每个数据块的长度为 256, IFFT 和 FFT 变换的点数均为 512, 循环前缀的长度为 5, 噪声为均值为 0, 方差为 $\sigma_w^2 = 1$ 的复高斯随机变量. 信噪比 SNR 定义为 $\text{SNR} = \varepsilon^2 / \sigma_w^2$, 其中 ε^2 表示信号的能量. 图 3 给出了不同调制方式下本文所提出的方法的性能比较. 图 4 给出了本文所提方法、QOSTBC 和 IM-QOSTBC 在不同 SNR 下的误比特率曲线(采用 QPSK 调制), 可以看出: 本文提出的方法优于 QOSTBC, 和 IM-QOSTBC 的性能差别不大, 这就证明了本文提出的方法可以获得满分集增益, 与理论分析结果一致.

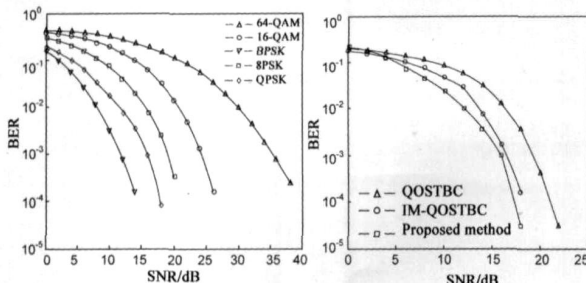


图 3 不同调制方式下的性能比较

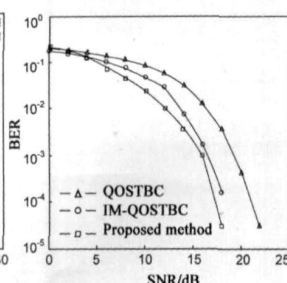


图 4 与 QOSTBC 和 IM-QOSTBC 的性能比较

6 结论

本文提出了一种可以使基于准正交设计的空时分组码获得满分集增益的 QO-GLSFTBG-OFDM 技术. 发射端联合使用了 SFBC 和分组结构的分层空时编码 (GLSTBC), 接收端利用子载波间的正交性进行组间干扰抑制后, 分别对每组进行译码, 然后合并, 经判决后恢复出原始符号. 从理论分析和计算机仿真结果都可以看出, 本文所提出的方法可以在保持准正交设计速率优点的同时, 获得满空间分集增益, 而且可编码和译码的过程都是基于线性处理的, 计算简单. 然而还有许多需要解决的问题, 如信道估计, 频率同步等, 将在今后的工作中加以考虑.

参考文献:

- [1] L Zheng, D N C Tse. Diversity and multiplexing: A fundamental tradeoff in multiple antenna channels[J]. IEEE Trans Inform Theory, 2003, 49(5): 1073–1096.
- [2] Lin Dai, Sana Sfar, K B Letaief. An Efficient Detector for Combined Space-Time Coding and Layered Processing[J]. IEEE Trans Commun, 2005, 53(5): 1438–1442.
- [3] V Tarokh, H Jafarkhani, A R Calderbank. Space time block codes from orthogonal designs[J]. IEEE Trans Inform Theory, 1999, 45(5): 1456–1467.
- [4] S M Alamouti. A simple transmitter diversity scheme for wireless communication[J]. IEEE J Select Area Communication, 1998, 16(8): 1451–1458.
- [5] V Tarokh, N Seshadri, A R Calderbank. Space time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and codes construction[J]. IEEE Trans Inform Theory, 1998, 44(2): 744–765.
- [6] P W Wolniansky, G J Foschini, G D Golden, et al. V-BLAST: An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel[A]. URSI International Symposium on Signals, Systems, and Electronics [C]. Pisa, Italy: IEEE, 1998. 295–300.
- [7] G J Foschini. Layered space time architecture for wireless communication in fading environment when using multiple antennas [J]. Bell Labs Technical Journal, 1996, 1(2): 41–59.
- [8] H Jafarkhani. A quasi orthogonal space time block code[J]. IEEE Trans on Commun, 2001, 49(1): 1–4.
- [9] O Tirkkonen, A Boariu, A Hottinen. Minimal nonorthogonality rate 1 space time block code for 3+ Tx antennas[A]. IEEE 6th Int Symp on Spread Spectrum Techniques, Applications [C]. New Jersey, USA: IEEE, 2000. 429–432.
- [10] C B Papadias, G J Foschini. A space time coding approach for systems employing four transmit antennas[A]. IEEE Int Conf on Acoustics, Speech, and Signal Processing [C]. Salt Lake

City, UT: IEEE, 2001. 2481– 2484.

- [11] N Shama, C B Papadias. Improved quasiorthogonal codes through constellation rotation[J] . IEEE Trans on Commun, 2003, 51(3) : 332– 335.
- [12] L He, H Ge. Fast ML detection for quasiorthogonal space time block coded[A] . 37th Asilomar Conf on Signals, Systems and Computers[C] . Pacific Grove, California: IEEE, 2003. 1022– 1026.
- [13] W Su, X G Xia. Quasi orthogonal space time block codes with full diversity[A] . IEEE GLOBECOM [C] . Taipei, Taiwan, China: IEEE, 2002. 1098– 1102.
- [14] Onur Oguz, Umit Aygolu, Erdal Panayirci. A novel Trellis coded space time frequency transmission scheme for OFDM [A] . IEEE Signal Processing and Communications Applications Conference[C] . Kusadasi, Turkey: IEEE, 2004. 68– 71.
- [15] Y GONG, K B Lateif. Space frequency time coded OFDM for

broadband wireless communications[A] . IEEE GLOBECOM [C] . San Antonio, Texas, USA: IEEE, 2001. 519– 523.

- [16] Z Wang, G B Giannakis. Wireless multicarrier communications: Where Fourier meets Shannon[J] . IEEE Signal Processing Mag, 2000, 17(3) : 29– 48.

作者简介:

战金龙 男, 1979 年出生于山东省荣成市, 现为西安电子科技大学博士研究生. 主要研究方向为空时编码、阵列信号处理在无线移动通信系统中的应用. E-mail: zjl_8855@163.com

廖桂生 男, 1963 年出生于广西省桂林市, 现为西安电子科技大学教授, 博士生导师. 主要研究方向为阵列信号处理, 统计信号处理及其在雷达、通信系统中的应用. E-mail: gsliao@xidian.edu.cn

李国民 男, 1965 年出生于湖南省, 现为西安电子科技大学博士研究生, 主要研究方向为空时编码、阵列信号处理在无线移动通信系统中的应用. E-mail: guominli@xust.edu.cn