



MIMO 系统中空时编码性能仿真和分析

蒋涉权¹, 王 晶¹, 彭 超²

(1. 北京理工大学信息与电子学院 北京 100081; 2. 66019 部队 北京 100000)

摘 要:介绍了空时分层码、空时分组码和空时格形码 3 种空时编码技术的编码原理,并对空时编码与正交频分复用结合的方案进行了可行性研究;然后,在不同的空时编码情况下建立 MIMO 通信系统模型,对系统误码性能进行仿真,并对结果进行详细的分析;最后,总结了 3 种空时编码技术的优缺点以及空时编码与正交频分复用结合的优势,并进一步讨论空时编码在协作中继传输系统等其他场景中的应用和空时编码未来的发展趋势。

关键词:空时编码;多输入多输出;正交频分复用;分集

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2015019

Simulation and Analysis on Performance of Space-Time Coding in MIMO

Jiang Shequan¹, Wang Jing¹, Peng Chao²

(1.School of Information and Electronics, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China;

2. Unit 66019, Beijing 100000, China)

Abstract: The theory of layered space-time code, space-time block code, space-time trellis code were introduced, and the technology of combing STC and OFDM was researched. Then, several MIMO system models were built in different STC conditions and their BER performances were simulated. The simulation results were analyzed. Finally, the advantages and disadvantages of three kinds of STC and the advantages of STC-OFDM were summarized. Some other application combined with STC such as cooperative relay transmission system and the prospect of STC were discussed.

Key words: space-time coding, MIMO, OFDM, diversity

1 引言

在日益发展的无线通信系统中,人们对信号传输速率和传输质量都提出更高的要求。多输入输出(multiple-input multiple-output, MIMO)系统是在发射端和接收端均采用多天线,利用无线环境中大量存在的散射体,在收发之间建立起相互独立的多个传输信道,同时进行数据传

输,进而提高系统的容量^[1,2]。Winters 在 20 世纪 80 年代中期首次提出空时编码(space-time coding, STC)的概念^[3],在多天线下使用空时码这种信道编码形式,可以有效抵抗衰落和提高频谱利用率,之后从 20 世纪 90 年代底至今,空时码的研究一直受到广泛关注。空时编码利用多天线发送和接收信号来提高系统频带利用率,是一种能够达到或接近 MIMO 系统容量的非常有潜力的新编码技术。

收稿日期:2014-11-02;修回日期:2014-12-31

基金项目:北京高等学校青年英才计划基金资助项目(No.YETP1202),北京理工大学校基础研究基金资助项目(No.20120542011)

Foundation Items: Beijing Higher Education Young Elite Teacher Project (No.YETP1202), Fund for Basic Research from Beijing Institute of Technology(No.20120542011)



本文讨论了3种常见的空时编码技术的编码原理,并对这3种编码技术在不同发送、接收天线条件下进行仿真和分析,同时仿真了将空时编码与OFDM(orthogonal frequency division multiplexing,正交频分复用)两种技术结合的系统,比较了几种编码方式的性能。通过这样的研究,使人们横向地了解3种编码方式,有选择地对它们进行研究和应用。

2 空时编码的原理

空时编码理论是一个发射分集的方案,这是一种新的信道编码处理技术。在不额外占用信道带宽的前提下,通过利用不同天线所传输信号的时间和空间相关性,使接收端获得原本通信系统所没有的分集和编码增益,实现高速率传输^[4]。

空时编码的基本原理:信源产生的串流信息数据流传输到空时编码器后,形成同时从 N_t 个发射天线上发射的调制符号,这些调制符号称为空时符号,接收端有 N_r 个接收天线来接收这些空时符号。系统结构如图1所示。

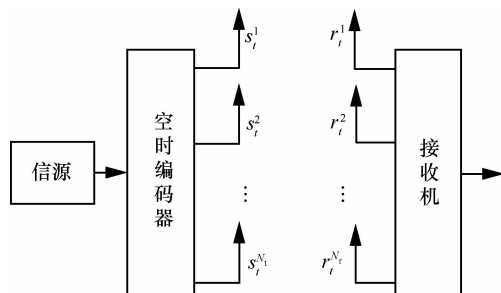


图1 空时码的系统结构

常用的空时编码方式主要有3种,分别是空时分层码、空时分组码和空时格形码,3种空时编码方式也是本文仿真分析的重点。

2.1 空时分层码

朗讯公司贝尔实验室的Foschini G J在1996年首次提出了空时分层码^[5]。这种编码方式要求接收端的天线数大于或等于发送端的天线数,并且需要在译码时精确地获得信道消息,主要适用于郊区和室内固定不动的办公环境等地方的无线接入^[6]。如图2所示,基本思想是把高速信源数据业务分解成若干个低速子数据业务,然后由并行的几路编码器进行编码,编码后的数据经过调制后从多个天线发射,从而达到发射分集。在接收端,通过多个接收天线接收信号,经过波束分离器后数据传输至和编码器相同数目的译码器中,译码器的输出再重新组合,恢复出原始的信息数据流。

根据发射端信源和发射天线之间不同的映射关系,空

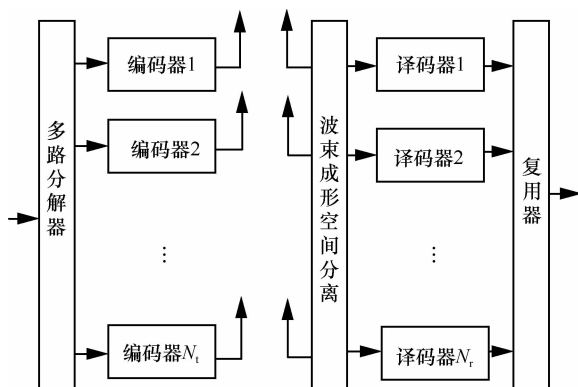


图2 空时分层码的系统结构

时分层码可以被分成3种编码方式,分别是水平空时分层码、垂直空时分层码和对角空时分层码。

令 c 表示发送的数据, $c=[c_1, c_2, c_3, \dots, c_N]$,令 c_{it} 表示第 t 个时刻从第 i 个编码器发出的信号,假设发射天线数为 $N_t=4$ 。

(1) 水平分层空时码

空时水平分层码的基本编码原理是将串并转换模块中输出的4路信号不做改变地传输给发射天线。编码原理如下:

$\dots c_{7,1} \ c_{6,1} \ c_{5,1} \ c_{4,1} \ c_{3,1} \ c_{2,1} \ c_{1,1} \ c_{0,1}$ 至发射天线 1
 $\dots c_{7,2} \ c_{6,2} \ c_{5,2} \ c_{4,2} \ c_{3,2} \ c_{2,2} \ c_{1,2} \ c_{0,2}$ 至发射天线 2
 $\dots c_{7,3} \ c_{6,3} \ c_{5,3} \ c_{4,3} \ c_{3,3} \ c_{2,3} \ c_{1,3} \ c_{0,3}$ 至发射天线 3
 $\dots c_{7,4} \ c_{6,4} \ c_{5,4} \ c_{4,4} \ c_{3,4} \ c_{2,4} \ c_{1,4} \ c_{0,4}$ 至发射天线 4

(2) 垂直分层空时码

空时垂直分层码开始时把第一路信号的前 N_t 个数据依次分配到天线1至天线4,第二次把第二路信号前 N_t 个数据分配到天线1至天线4,后面第三路和第四路信号进行相似的操作,然后重新再从第一路信号取 N_t 个数据分配给天线1至天线4,循环上面的操作。编码原理如下:

$\dots c_{4,4} \ c_{4,3} \ c_{4,2} \ c_{4,1} \ c_{0,4} \ c_{0,3} \ c_{0,2} \ c_{0,1}$ 至发射天线 1
 $\dots c_{5,4} \ c_{5,3} \ c_{5,2} \ c_{5,1} \ c_{1,4} \ c_{1,3} \ c_{1,2} \ c_{1,1}$ 至发射天线 2
 $\dots c_{6,4} \ c_{6,3} \ c_{6,2} \ c_{6,1} \ c_{2,4} \ c_{2,3} \ c_{2,2} \ c_{2,1}$ 至发射天线 3
 $\dots c_{7,4} \ c_{7,3} \ c_{7,2} \ c_{7,1} \ c_{3,4} \ c_{3,3} \ c_{3,2} \ c_{3,1}$ 至发射天线 4

(3) 对角分层空时码

空时对角分层码和空时垂直分层码编码类似,同样依次取第一到第四路的 N_t 个数据分配出去,只是对角分层码将取出的数据以对角的形式分配到各个天线。由分配规律可知,编码后的传输数据右下角的零值有 $N_t(N_t-1)/2$ 个。编码原理如下:

$\dots c_{8,1} \ c_{4,4} \ c_{4,3} \ c_{4,2} \ c_{4,1} \ c_{0,4} \ c_{0,3} \ c_{0,2} \ c_{0,1}$ 至发射天线 1

$\cdots c_{5,4} \ c_{5,3} \ c_{5,2} \ c_{5,1} \ c_{1,4} \ c_{1,3} \ c_{1,2} \ c_{1,1} \ 0 \ 0$ 至发射天线 2
 $\cdots c_{6,3} \ c_{6,2} \ c_{6,1} \ c_{2,4} \ c_{2,3} \ c_{2,2} \ c_{2,1} \ 0 \ 0$ 至发射天线 3
 $\cdots c_{7,2} \ c_{7,1} \ c_{3,4} \ c_{3,3} \ c_{3,2} \ c_{3,1} \ 0 \ 0 \ 0$ 至发射天线 4

2.2 空时分组码

Alamouti 最早在 20 世纪 80 年代末期就在其著作中提出了空时分组码理论^[7]。空时分组码根据码字的正交性设计原则构造空时码字,此原则要求码字的各行各列之间正交。这种空时码最大的优势是能够在译码端采取简单的最大似然译码(ML)准则。因此获得完全分集增益和最大的传输速率,简单而有效。

Alamouti 提出一种简单实用、2 发 1 收、可以达到完全分集增益的空时分组码方案,即 Alamouti 编码。

发送端结构一般如图 3 所示。

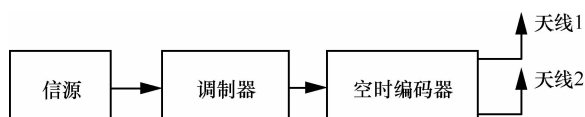


图 3 Alamouti 编码器

假设信源经过 QPSK 星座调制器后,输出的数据为 x_1 和 x_2 ,则经过 Alamouti 编码器后输出的发送矩阵为:

$$X = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix} \quad (1)$$

则天线 1 和天线 2 上的发射序列分别为:

$$\begin{aligned} X_1 &= [x_1 \ -x_2^*] \\ X_2 &= [x_2 \ x_1^*] \end{aligned} \quad (2)$$

式(2)同样表明,在 t_1 时刻,天线 1 和天线 2 分别发送的是 x_1 和 x_2 ;在 t_2 时刻,天线 1 和天线 2 分别发送的是 $-x_2^*$ 和 x_1^* 。天线 1 与天线 2 发送序列之间相互正交,即 $x_1 \cdot x_2 = 0$ 。

接收端的结构如图 4 所示。

可以看到接收端包含信道估计器、合并器以及最大似然检测器。接收信号可表示为:

$$\begin{aligned} y_1 &= h_1 x_1 + h_2 x_2 + z_1 \\ y_2 &= -h_1^* x_2^* + h_2^* x_1^* + z_2 \end{aligned} \quad (3)$$

z_1, z_2 表示加性高斯白噪声。对式(3)的第二个等式两端同时取共轭,得:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2^* \end{bmatrix} \quad (4)$$

传输参数 h_1 和 h_2 被信道估计器计算出来以后,通过合并器将式(4)的左右两边同时左乘信道矩阵的埃米特转置(共轭转置),得到:

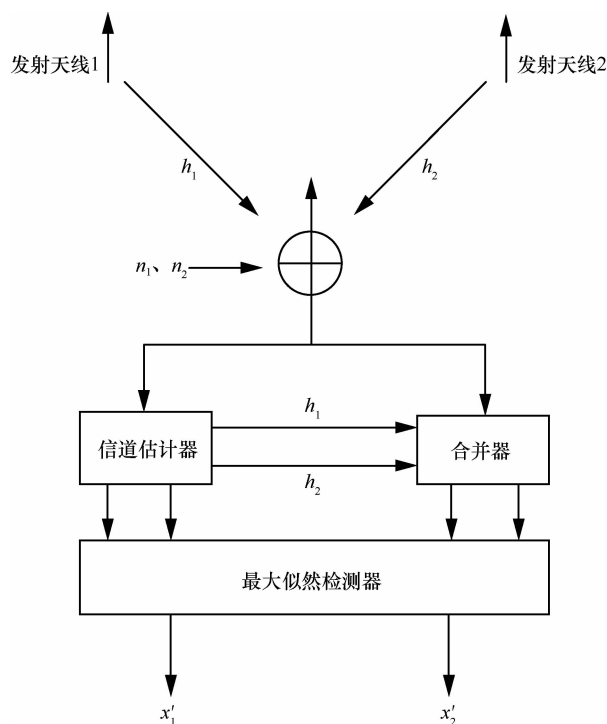


图 4 Alamouti 接收端结构

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} h_1^* & h_2 \\ h_2^* & -h_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2^* \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} h_1^* & h_2 \\ h_2^* & -h_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} h_1^* & h_2 \\ h_2^* & -h_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2^* \end{bmatrix} \\ &= (|h_1|^2 + |h_2|^2) \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} h_1^* z_1 + h_2 z_2^* \\ h_2^* z_2 - h_1 z_1^* \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5)$$

利用正交矩阵的特点,即:

$$X \cdot X^H = (|x_1|^2 + |x_2|^2) I_2 \quad (6)$$

经过合并器后,可以得到:

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} = (|h_1|^2 + |h_2|^2) \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} h_1^* z_1 + h_2 z_2^* \\ h_2^* z_2 - h_1 z_1^* \end{bmatrix} \quad (7)$$

由式(7)可知, r_1 和 r_2 的值只受到信道参数和加性高斯白噪声的影响。因此,从 r_1 中解出 x_1 时不会受到 x_2 的影响,从 r_2 中解出 x_2 时也不会受到 x_1 的影响。

经过最大似然检测器后,可得到:

$$x'_i = Q\left(\frac{r_i}{|h_1|^2 + |h_2|^2}\right), i=1,2,\dots \quad (8)$$

式(8)中 r_i 除以 $|h_1|^2 + |h_2|^2$ 后, r_i 变成 x_i 加干扰项。 $Q(\cdot)$ 为切片函数,其功能是从星座集中找到原始的发送数据。基于发送矩阵的正交性,最大似然译码的复杂度从 $4C^2$ 变成 $2C$ 。

2.3 空时格型码

空时格型编码方案最早在 1998 年被提出^[8],它有效



地合并了多天线技术和格型编码,在分集增益和编码增益之间找到了一个平衡点。

一个有 N_T 个发射天线并采用 MPSK 调制的空时格型编码器的结构如图 5 所示。

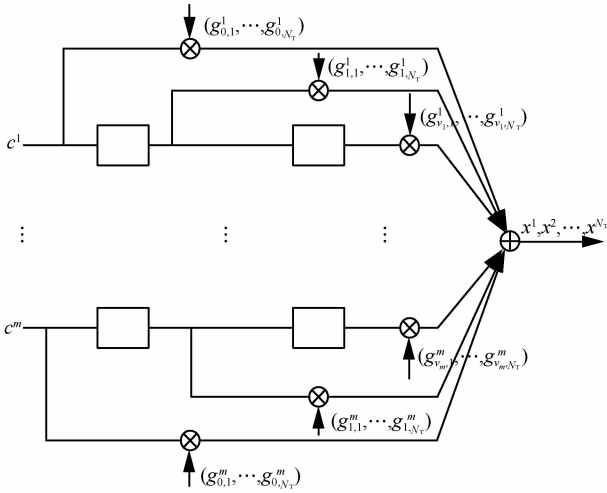


图 5 格型编码器结构

在图 5 中,设输入的数据流为:

$$c = (c_0, c_1, \dots, c_t) \quad (9)$$

c_t 表示 t 时刻的一组数据:

$$c_t = (c_t^1, c_t^2, \dots, c_t^m)^T \quad (10)$$

其中, $m = \text{lb}M$, 即在同一时刻传输的数据个数由星座调制中的状态数 M 决定。图 5 中右侧为输出数据的集合,它表示同一时刻输出由不同路到达叠加而成的发送数据,下一个时刻的输出数据的集合则表示经过编码器的一个时延而晚一个周期到达编码器出口的数据叠加,同时所包含的编码器参数也与上一个周期内的参数不同。在 t 时刻的输出表示为:

$$x_t = (x_t^1, x_t^2, \dots, x_t^{N_T})^T \quad (11)$$

在图 5 中, $g_{j,i}^k$ ($k=1,2,\dots,m; j=1,2,\dots,v_k; i=1,2,\dots,N_T$) 是 MPSK 信号星座图集中的元素, v_k 为最大时延。 v_k 的值可表示为:

$$v_k = \left\lfloor \frac{v+k-1}{\text{lb}M} \right\rfloor \quad (12)$$

式(12)中 v 表示编码器的所有时延长度之和。

$$v = \sum_{k=1}^m v_k \quad (13)$$

由此可得, t 时刻发送的数据为:

$$x_t^i = \sum_{k=1}^m \sum_{j=0}^{v_k} g_{j,i}^k c_{t-j}^k (\text{mod}) M \quad (14)$$

除上述空时格型编码器结构外,还有一种结构是网格图。以 QPSK 为例,典型的网格图有 4 状态和 8 状态两种,其中 4 状态网格如图 6 所示。

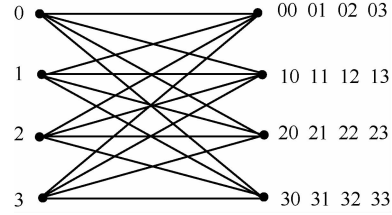


图 6 4 状态网格

通过网格图进行空时格型码的编码,可以使状态变化和输出值变得更好观察和操作。假设开始状态为 0,当第一个输入信号为 01 时,则输出为 01,即在第一根天线发送 0,在第二根发送 1。因刚刚输入为 01,所以下一个状态变为了 1。若下一个输入信号为 00,那么状态 1 所对应的输出值为 10、11、12、13,00 表示取第一个,所以天线 1 和天线 2 分别输出的是 1 和 0,状态变为 0。后面的输出以此类推。

译码时,可以使用 Viterbi 译码。

3 空时编码与 OFDM 结合

OFDM 是一种高效的多载波调制技术,它能够在频域内将频率选择性多径衰落信道转化为平坦信道,从而对抗多径衰落^[9]。MIMO-OFDM 综合了 OFDM 与 MIMO 两种技术的优势,使空时编码技术适用于频率选择性信道,获得最优分集增益^[10]。

MIMO-OFDM 的系统结构如图 7 所示,其中 OFDM 通过 IFFT 实现。

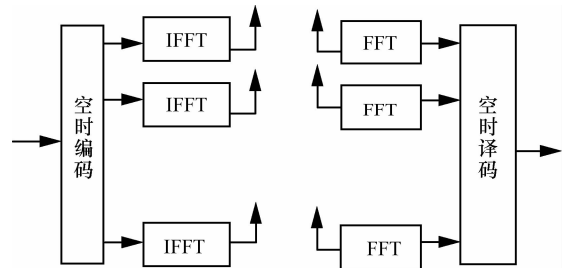


图 7 MIMO-OFDM 结构

本文以 STBC-OFDM 为例说明编码方法。假设系统中有 N_c 个子载波、 N_t 个发射天线和 N_r 个接收天线,信道是在时间上具有平坦性的频率选择性衰落信道,即信道特性在一个 OFDM 符号周期内不变,同时假设不同天线之间的信道衰落特性独立同分布,信道复基带脉冲响应为:

$$H_{ij}(t, t) = \sum_{l=0}^{L-1} a_{i,j}(l) \times \sigma(t - t_l) \quad (15)$$

其中, $a_{i,j}(l)$ 表示脉冲响应的幅度, t_l 表示第 l 条路径的时延。用 $H_{ij}(k)$ 表示频域里第 i 个发射天线到第 j 个接收天线之间第 k 个子载波上的信道衰落因子, 则信道的频域响应为:

$$H_{i,j}(k) = \sum_{l=0}^{L-1} a_{i,j}(l) \times e^{-j(2\pi N_0 / t_l k)} \quad (16)$$

记 $H_{1,1}$ 和 $H_{2,1}$ 为信道频域响应的矩阵, 即:

$$H_{i,1} = [H_{i,1}(0) \cdots H_{i,1}(k) \cdots H_{i,1}(N_c - 1)]^T, i=1, 2 \quad (17)$$

发射端编码前的数据表示为:

$$S_n = \text{diag}[S_n(0), S_n(1), \cdots, S_n(N_c - 1)]$$

$$S_{n+1} = \text{diag}[S_{n+1}(0), S_{n+1}(1), \cdots, S_{n+1}(N_c - 1)] \quad (18)$$

其中, $\text{diag}[]$ 表示对角矩阵, $S_n(k)$ 表示第 n 个符号周期中第 k 个子载波上的符号。发射信号经过 STBC 编码, 有:

$$\sqrt{E_s/2} \times \begin{bmatrix} X_n^1 & X_n^2 \\ X_{n+1}^1 & X_{n+1}^2 \end{bmatrix} = \sqrt{E_s/2} \times \begin{bmatrix} S_n & S_{n+1} \\ -S_{n+1}^* & S_n^* \end{bmatrix} \quad (19)$$

其中, $\sqrt{E_s/2}$ 保证了发射信号总能量为 E_s 。

在接收端, 每个接收天线都接收到 N_t 个叠加了高斯白噪声的发送信号, 再假设信号经过理想的载波同步、定时、采样等步骤, 然后去除循环前缀和 FFT 解调, 此时得到的信号表示为:

$$\begin{pmatrix} Y_n^1 \\ Y_{n+1}^1 \end{pmatrix} = \sqrt{E_s/2} \begin{bmatrix} S_n & S_{n+1} \\ -S_{n+1}^* & S_n^* \end{bmatrix} \begin{pmatrix} H_{1,1} \\ H_{2,1} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} W_n^1 \\ W_{n+1}^1 \end{pmatrix} \quad (20)$$

其中, $W_n^1 = [W_n^1(0), W_n^1(1), \cdots, W_n^1(N_c - 1)]^T$, $W_n^1(k)$ 是均值为 0、方差为 N_0 的独立高斯变量噪声。则经过 STBC 解码算法后的信号向量为:

$$S'_n = \sqrt{E_s/2} (|H_1|^2 + |H_2|^2) S_n + H_1^* \times W_{n+1}^H$$

$$S'_{n+1} = \sqrt{E_s/2} (|H_1|^2 + |H_2|^2) S_{n+1} - H_1^* \times W_{n+1}^H + H_2^* \times W_n^T \quad (21)$$

4 仿真和性能分析

本文建立 MIMO 通信系统模型, 对不同的空时编码方式分别在不同的信噪比条件下进行仿真, 假设信道是瑞利衰落信道, 且叠加高斯白噪声, 通过误码率或误帧率曲线反映各自编码方式的性能。

4.1 空时分层码性能分析

空时分层码的仿真编码方式中, 选择垂直空时分层码, 发送端采用 QPSK 星座调制, 译码端采用 ZF 迫零算法^[11]。仿真采取 2 发 2 收和 3 发 3 收两组数据, 为保证空时编码后能有整数次天线发送, 在 2 发 2 收的系统中仿真 800 个数据, 3 发 3 收的系统中仿真 900 个数据。分别在接收端信噪比 (SNR) 为 1 dB、4 dB、7 dB、10 dB、13 dB 的环境下进行仿真, 并计算出在不同信噪比的情况下系统的误码率 (BER)。

系统的 SNR-BER 曲线对比如图 8 所示, 其中 2×2 表示 2 发 2 收系统, 3×3 表示 3 发 3 收系统。

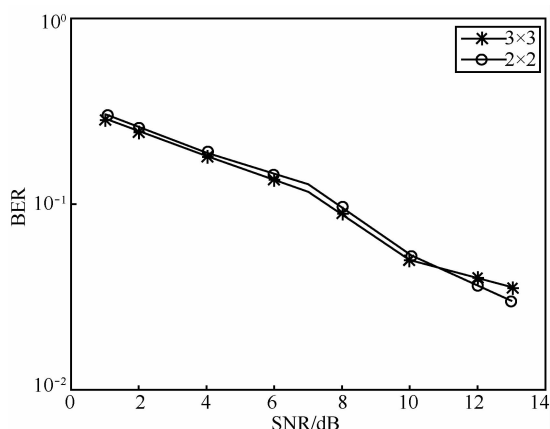


图 8 空时分层码的 SNR-BER 曲线对比

从仿真数据可以看出, 两个系统的误码率都随着信噪比的改善而下降, 并随着信噪比的不断增加, 下降程度开始变缓。此外, 3 发 3 收系统误码率稍低于 2 发 2 收系统的误码率, 说明在应用垂直分层空时编码的情况下, 更多的空间分集可以给系统带来更好的性能。

4.2 空时分组码性能分析

空时分组码仿真了 2 发 1 收 (Alamouti 编码)、3 发 1 收、4 发 1 收 3 种编码系统, 仿真数据采用 1 600 个。分别在接收端信噪比为 0 dB、2 dB、4 dB、8 dB、10 dB 的环境下进行仿真, 并计算出在不同信噪比的情况下系统的误码率。

系统的 SNR-BER 曲线对比如图 9 所示, 其中 1×2 表示 2 发 1 收系统, 1×3 表示 3 发 1 收系统, 1×4 表示 4 发 1 收系统。

可以看出, 空时分组码的整体性能优于空时分层码。按正交设计理论构造的空时分组码能够获得最优的分集增益, 理论上性能也要比空时分层码好, 而接收端的解码

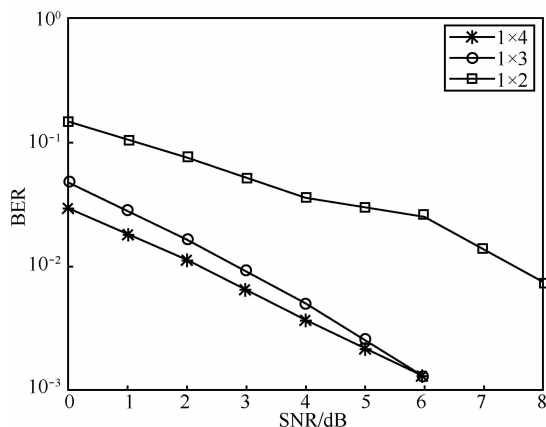


图9 空时分组码的SNR-BER曲线对比

算法简单、复杂度低则是空时分组码最大的优点。同样可以看出,在发送端天线数越多,即发送分集越大,系统的误码率则越小。同时,当发送天线数为3和4时,系统的性能相差不大,而3发1收系统和2发1收系统的性能差别则比较大,所以当发送天线数目较大时,继续增加发送天线数并不会对系统的性能有太大的提升。空时分组码是一种简单实用而且性能相对较好的分集解决方案。

4.3 空时格型码性能分析

仿真采用2发2收系统、QPSK调制,仿真采用网格图为4状态和8状态的两种编码结构,对于同一调制后的空时编码数据,分别在接收端信噪比为0 dB、2 dB、4 dB、8 dB、10 dB的环境下进行仿真,并计算出在不同信噪比的情况下系统的误帧率(FER)^[12]。

系统的SNR-FER对比曲线如图10所示。

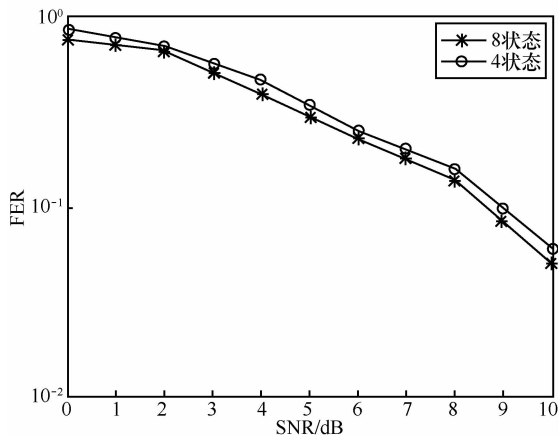


图10 空时格型码的SNR-FER曲线对比

由仿真结果可见,空时格型码的性能也比较好,虽然采取观察误帧率的方法,但误帧率依然比较低。不管是4状态还是8状态,误帧率都随着信噪比SNR的增加而降低,即性能更好。同时可以看到,8状态的格型编码方式比4状态的编码方式有更好的性能,说明空时分格码的性能随着其状态数增加而变好,这是因为格型图中任意两条编码路径的自由距离都随着状态数增加而变大,编码增益也随之增大,因此性能更好。另外,因为两种状态的仿真都是使用2发2收的系统,有着相同的分集增益,所以两条曲线的下降速率基本相同。

4.4 MIMO 中 STC-OFDM 仿真分析

在空时编码与OFDM技术结合的仿真中,空时码选择空时分组编码的方式,系统仿真都是采取2发1收的形式,OFDM通过IFFT实现,信道模型是6径叠加高斯白噪声,假设各发射天线和接收天线之间的衰落都相互独立。计算出不同信噪比的情况下STBC系统和STBC-OFDM系统的误码率对比。仿真结果如图11所示。

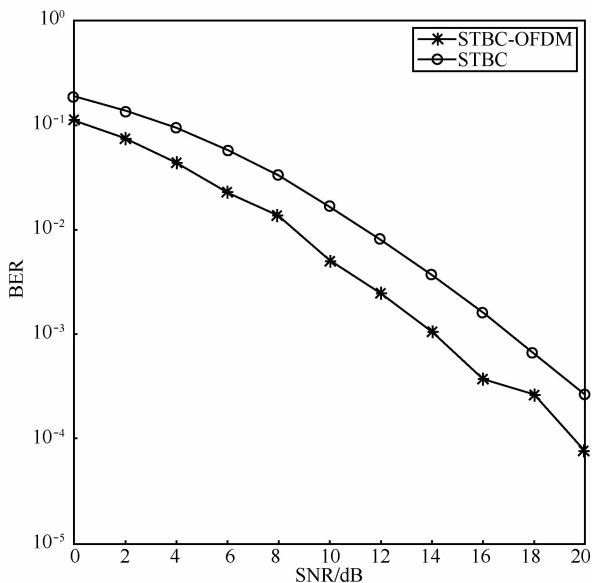


图11 SNR-BER曲线对比

由仿真结果可见,空时编码和OFDM结合的系统的误码性能比单纯的空时编码系统改善很多,在同一误码率条件下STBC-OFDM性能大约改善4 dB,两种技术结合使系统可以有效对抗多径信道衰落,并且随着信噪比的改善,这种性能优势将慢慢增大。因此,空时码和OFDM结合的方案是可行的。

5 结束语

本文对空时编码的原理进行了介绍和仿真分析。在 3 种编码方式中,空时分组码的频带利用率最高,分集增益大,译码复杂度很低,实现难度不大,有较好的性能,但是它的改进难度很大,性能基本不能再提高。空时分格码的频带利用率是固定的,它的译码方式相对复杂,编码生成矩阵也复杂,但是它的收发天线个数可以灵活改变,分集增益大,并且由于分格码关联了前后输入,能在不牺牲系统带宽条件下获得额外的编码增益,但实现难度大,编译码复杂度会阻碍它在实际中的应用。空时分层码也有较高的频带利用率,编译码相对简单,实现难度也较低,但是这种编码对信道环境依赖程度很高,而且性能相对一般,无分集增益,以后应用中可以通过改进编码的方案从而改进性能。最后,在 MIMO 系统中,空时码与 OFDM 的结合使系统获得更高的频谱效率、传输速率和通信质量,克服频率选择性衰落,降低误码率和提高分集增益,显然两者结合使系统性能得到很大改善。

除了空时编码与 OFDM 系统结合的方案,近些年人们也开始研究如何把空时编码技术应用到协作中继传输系统中。因为空时编码技术可以有效提升 MIMO 系统的频谱效率,而协作中继系统中的多个中继节点可以看作是 MIMO 系统中的多根天线,从而等效为虚拟的 MIMO^[13]。因此有学者将两者结合而提出所谓的分布式空时码,从而将空时编码技术引入到协作中继系统中,而为协作中继系统带来复用、分集和编码增益^[14~18],后来人们继续在此基础上提出诸如连续转发分布式空时码方案和基于双中继选择的连续转发分布式空时码方案等,更为高效地结合两种技术。不同的中继转发协议有不同的特点,并且信号传输要经历不同的衰落信道,这些都会影响系统的可靠性和传输速率,因此研究如何更有效地把空时编码应用到不同的协作中继系统场景中,将对改善系统的性能有很大帮助。

如何把空时编码与其他阵列信号处理技术结合起来将是未来的研究热点和方向,除了结合 OFDM 系统和协作中继系统以外,结合诸如智能天线技术、波束成形技术和干扰抵消技术等同样值得研究。如今 4G 移动通信系统已经用到部分这样的技术,下一代 5G 系统中如何完美融合这些技术将很有意义。

参考文献

- 1 Foschini G J, Gans M I. On limits of wireless communication in a fading environment when using multiple antennas. *Wireless Personal Communications*, 1998, 6(3): 311~335
- 2 Telatar E. Capacity of multi-antenna Gaussian channels. *European Transactions on Telecommunications*, 1999, 10 (6): 585~595
- 3 Winters J H. Optimum combining in digital mobile radio with co-channel interference. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 1984, 33(4): 144~155
- 4 Uysal M, Georgiades C N. Error performance analysis of space-time codes over Rayleigh fading channels. *Journal of Communications and Networks*, 2000, 2(4): 351~355
- 5 Foschini G J. Layered space-time architecture for wireless communications in a fading environment when using multiple antennas. *Bell Labs Technical Journal*, 1996, 1(2): 41~59
- 6 王晓海. 空时编码技术. 北京: 机械工业出版社, 2004
Wang X H. Space Time Coding. Beijing: China Machine Press, 2004
- 7 Alamouti S M. A simple transmitter diversity scheme for wireless communications. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 1998, 16(8): 1451~1458
- 8 Ma X H, Zheng Z W and Huang Y C. Research on the theory and schemes of STTC. *Proceedings of International Conference on Electronics, Communications and Control (ICECC)*, Ningbo, China, 2011: 429~432
- 9 Cho Y S, Kim J, Yang W Y, *et al.* MIMO-OFDM 无线通信技术及 MATLAB 实现. 孙锴, 黄威译. 北京: 电子工业出版社, 2013
Cho Y S, Kim J, Yang W Y, *et al.* MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB. Translated by Sun K and Huang W. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2013
- 10 Yoo J, Choe S. MIMO-OFDM based indoor power line communication using spatial diversity coding and MRC schemes. *Proceedings of the 18th Asia-Pacific Conference on Communications*, Jeju Island, Korea, 2012: 635~640
- 11 Li L, Li H B, Yao Y D. Linear and decision feedback equalizations for space-time block coded systems in frequency selective fading channels. *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, 2001, 1(12): 147~151
- 12 薛义生, 朱雪龙. 一种新的空时格形码软判决自适应解码算法. *电子学报*, 2002, 30(1): 90~92
Xue Y S, Zhu X L. A new soft-decision adaptive decoding algorithm for space-time trellis code. *Acta Electronica Sinica*, 2002, 30(1): 90~92

(2015019-8 接排在 2015038-10 后)