

一种基于空时分组编码的 MIMO-SC/FDE 系统的接收空间分集方案

徐 信 蔡跃明 盛雁鸣 徐友云
(解放军理工大学通信工程学院 南京 210007)

摘 要 该文提出了一种基于空时分组编码的多输入多输出频域均衡单载波分组传输(MIMO-SC/FDE)系统的空间分集接收方案,通过在 Huang(2004)提出的分集结构中引入使用空时分组编码的发射分集,弥补了因减少 DFT 块数目而造成的性能损失,同时在接收端进一步减少了 IDFT 块的数目;通过适当设计空时分组编码,还可以进一步提高数据传输速率。该文详细推导了使用空时分组编码后的处理过程,并对使用空时编码后的 MIMO-SC/FDE 系统和相应的 MIMO-OFDM 系统性能进行了仿真比较。仿真结果表明, MIMO-SC/FDE 系统的性能从总体上优于 MIMO-OFDM 系统。

关键词 空时编码, 发射分集, 多输入多输出, 单载波分组传输, 频域均衡

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)11-2068-05

A Receive Space Diversity Scheme for MIMO-SC/FDE Systems Based on Space-Time Block Coding

Xu Xin Cai Yue-ming Sheng Yan-ming Xu You-yun
(Institute of Communications Engineering, PLAUST, Nanjing 210007, China)

Abstract This paper proposes a receive space diversity scheme based on space-time block coding for Single-Carrier block transmission system employing Frequency Domain Equalization (SC/FDE), which can remedy the Huang's (2004) system performance degradation, and can also reduce the number of IDFT blocks. It can further increase data transmission rate through properly designing the space-time codes. A detailed procession for SC/FDE systems using space-time block coding is given, and the performances between the proposed SC/FDE-MIMO system and the MIMO-OFDM system are compared; effective benefits can be shown in the simulations.

Key words Space-time coding, Transmitter diversity, Multiple-Input Multiple-Output, Single-carrier block transmission, Frequency domain equalization

1 引言

由于 OFDM 技术能够克服频率选择性衰落对通信带来的影响,提高系统的频率利用率,因此,引起了广泛的研究与关注。OFDM 与多接收天线的结合,可以大大提高系统容量和性能。但是,每一个接收天线都需要一个离散傅里叶变换(DFT)模块以充分利用接收空间分集,虽然 DFT 可以通过快速傅里叶变换(FFT)实现,但子载波比较多时其运算复杂度仍然是接收机实现中需要关心的问题,并且大量的 DFT 暗示着在信号处理过程中必须消耗更多的电能,这在功耗要求苛刻的应用诸如移动通信中是非常不利的,因此,减少 DFT 块的数目非常重要。

文献[1]提出了一种使用正交设计的单输入多输出 OFDM(SIMO-OFDM)系统的接收空间分集结构,通过预 DFT 处理和后 DFT 处理,可以有效减少 DFT 块的数目,但是由于处理过程中噪声叠加的影响,使系统分集增益受到一定程度的降低。文献[2]比较了接收分集情况下 OFDM 系统和

SC/FDE 系统在迫零(ZF)和最小均方误差(MMSE)均衡时的性能限,在接收分集情况下 SC/FDE 系统的性能要优于 OFDM 系统的性能。鉴于此,为了弥补由于减少 DFT 块数目而造成的性能损失,本文提出了基于空时分组编码的 MIMO-SC/FDE 系统空间分集接收方案,一方面将文献[1]提出的分集结构拓展到分组传输 SC/FDE 系统中,另一方面引入使用空时分组编码的发射分集,不但弥补了因减少 DFT 块数目而造成的性能损失,而且进一步减少了 IDFT 块数目并且与原系统相比大大提高了系统性能,而均衡算法与原 SIMO-OFDM 系统相比复杂度增加不大。

本文后续部分安排如下:第 2 节对文献[1]中提出的使用正交设计的 OFDM 系统接收空间分集结构进行了介绍;第 3 节简单介绍了 SC/FDE 系统的接收空间分集结构;第 4 节提出了基于空时分组编码的 MIMO-SC/FDE 系统空间分集接收方案,推导了各种接收天线和正交设计下的处理过程;第 5 节对使用空时编码后的系统性能进行了仿真比较;最后是结束语。

2 使用正交设计的 OFDM 空间分集接收结构

对于使用 M 根接收天线的 OFDM 系统,传统的接收机

2005-01-10 收到, 2006-04-28 改回
国家 863 计划基金(2003AA12331007), 国家自然科学基金(60372080)
和江苏省自然科学基金(BK2006002)资助课题

结构如图 1 所示。在一根发射天线情况下,为了减少 DFT 块的数目,在假定 K 个 OFDM 符号持续时间内信道保持不变的情况下,文献[1]提出了对 K 个时域 OFDM 符号联合处理的接收分集结构,如图 2 所示。

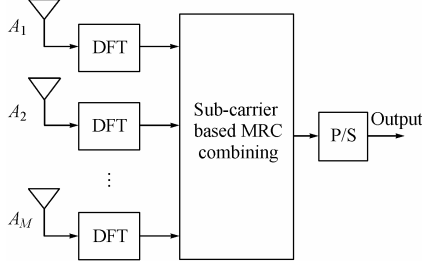


图 1 使用 M 根接收天线的传统 OFDM 接收机结构
Fig.1 Conventional receiver architecture for an OFDM system with M antennas

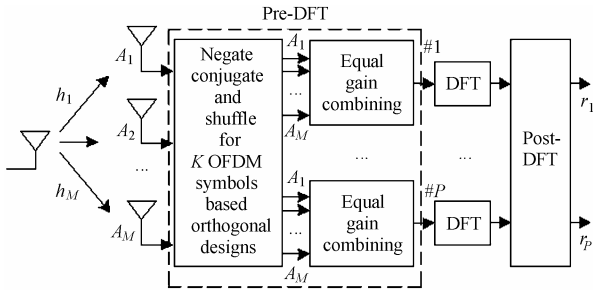


图 2 基于正交设计的 OFDM 系统接收空间分集结构
Fig.2 Receive space diversity architecture based on orthogonal design for OFDM system

整个处理过程分为预 DFT(Pre-DFT)处理, DFT 和后 DFT(Post-DFT)处理 3 部分。预 DFT 处理部分包括正交重组和等增益合并两个子模块。对一个 OFDM 符号在频域内取共轭或变正负号相应于在时域取共轭或变正负号,只是序列顺序可能不同^[1,3],见下式:

$$s_0, s_1, \dots, s_{N-1} \xrightarrow[\text{IDFT}]{\text{DFT}} S_0, S_1, \dots, S_{N-1} \quad (1a)$$

$$s_0^*, s_{N-1}^*, s_{N-2}^*, \dots, s_1^* \xrightarrow[\text{IDFT}]{\text{DFT}} S_0^*, S_1^*, \dots, S_{N-1}^* \quad (1b)$$

其中 s_0, s_1, \dots, s_{N-1} 为时域序列, S_0, S_1, \dots, S_{N-1} 为频域序列。由于以上性质,因此可以对去循环前缀后的时域 OFDM 符号进行包括共轭、变正负号和交换时域位置在内的线性正交处理,保证在 DFT 之后的后 DFT 处理模块中能够通过简单的线性处理将信号进行分离,这部分功能由重组模块完成。重组模块将每根接收天线上接收的 K 个混有噪声的 OFDM 符号按照相应的正交矩阵进行位置重排、取共轭和变正负号操作,重组为时域内的 P 个 OFDM 符号(某些位置可能为零),然后对 P 个 OFDM 符号进行基于子载波的等增益合并和 DFT,经过这样的线性处理后,原本需要 $K \times M$ 个 DFT 块操作,现在减少为 P 个 DFT 块操作,其中 $P < K \times M$ 。

文献[1]给出了 G_1, G_4, G_5 3 种复正交设计和 G_6 复准正交设计方案,如式(2)所示。本文以 G_1 为例简单介绍预 DFT

和后 DFT 的处理过程。

$$G_1 = \begin{bmatrix} \mu_1 & \mu_2^* \\ -\mu_2 & \mu_1^* \end{bmatrix}, \quad G_4 = \begin{bmatrix} \mu_1 & \mu_2^* & 0 & 0 \\ -\mu_2 & \mu_1^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \mu_1 & \mu_2^* \\ 0 & 0 & -\mu_2 & \mu_1^* \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$G_5 = \begin{bmatrix} \mu_1 & \mu_2^* & 0 \\ -\mu_2 & \mu_1^* & 0 \\ 0 & 0 & \mu_1 \\ 0 & 0 & \mu_2 \end{bmatrix}, \quad G_6 = \begin{bmatrix} \mu_1 & \mu_2^* & \mu_3^* & \mu_4 \\ -\mu_2 & \mu_1^* & -\mu_4 & \mu_3 \\ -\mu_3 & -\mu_4^* & \mu_1^* & \mu_2 \\ \mu_4 & -\mu_3^* & -\mu_2^* & \mu_1 \end{bmatrix}$$

DFT 处理的上述性质允许我们只对频域信号进行分析,相应的时域信号处理过程可由式(1)推出。我们以其中的一个子载波为例进行处理过程的说明。假定发射天线所发射的频域信号为 x_1, x_2 ,且接收机完全已知信道信息,则处理过程如图 3 所示,为简化分析,图中省去了噪声项。

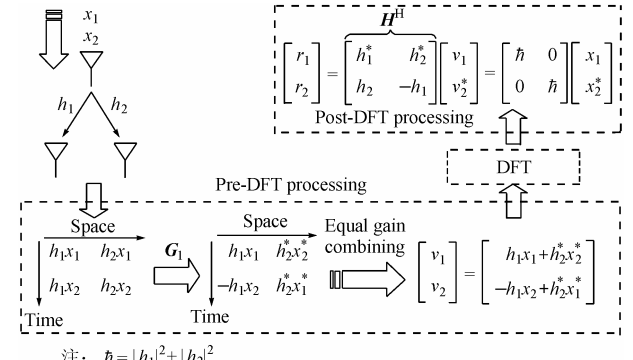


图 3 基于正交设计 G_1 的接收空间分集处理过程
Fig.3 Processing flow for receive space diversity scheme based on orthogonal design G_1

由图 3 可以看出,通过复正交矩阵 G_1 的设计,保证了信道矩阵 H 是一个正交矩阵,因此经过简单的后 DFT 线性处理(均衡),就可以将发射信号 x_1, x_2 完全分离,避免了繁琐的最大似然全搜索。如果在考虑噪声项的情况下对图 3 中的后 DFT 处理过程进行推导就会发现,在后 DFT 处理过程中噪声项增加了一倍,这使得虽然减少了 DFT 块处理数目,但性能降低了 3dB。下面我们将空时分组编码应用于该设计中,并将该接收分集结构拓展到 MIMO-SC/FDE 系统,通过引入发射分集弥补了由于 DFT 块数目减少造成的性能损失,且在线性均衡时较 MIMO-OFDM 系统性能有较大幅度提高,而且在使用 4 根发射天线时除弥补部分分集增益损失外还可以提高数据传输速率。

3 频域均衡单载波(SC/FDE)分组传输系统空间分集接收结构

频域均衡单载波分组传输技术是另一种有效对抗频率选择性衰落的低复杂度宽带通信技术,它通过将 OFDM 系统中发射机端的 IDFT 模块“移置”到接收机端,克服了 OFDM 峰均功率比高和对同步误差敏感等缺点。传统的频域均衡单载波分组传输系统接收空间分集结构如图 4 所示。

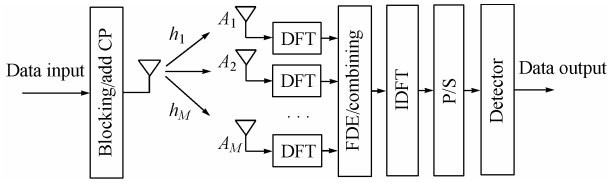


图4 传统的频域均衡单载波分组传输系统接收空间分集结构示意图
Fig.4 Receive space diversity architecture for conventional SC/FDE system

由文献[2]可知,在接收分集和线性频域均衡情况下 SC/FDE 系统对每一个子载波实现了最大比合并(MRC)分集效果,其性能优于 OFDM 系统性能。因此,如果将上述接收空间分集结构拓展到 SC/FDE 系统,势必会提高系统性能,同时还会相应减少 IDFT 块的数目,使接收机复杂度进一步降低。这时的后 DFT 处理模块实质上就是单载波分组传输系统中的频域均衡器。拓展后的 SC/FDE 系统接收空间分集结构 IDFT 之前部分与 OFDM 系统相同,结构如图 5 所示。

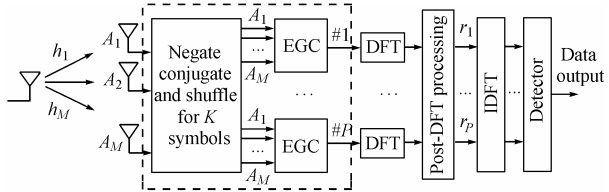


图5 SC/FDE 系统接收空间分集结构示意图
Fig.5 The proposed receive space diversity architecture for SC/FDE system

4 基于空时分组编码的 MIMO-SC/FDE 系统空间分集接收

对于复正交设计方案^[4] G_1 , G_4 , G_5 , 由于其 $K=2$, 所以可以直接使用 Alamouti 空时分组编码方案^[5]; 对于复准正交设计 G_6 , 其 $K=4$, 可以使用扩展 Alamouti 空时分组码构成 $K=4$ 的情况, 另外, 对于 G_4 , G_5 和 G_6 , 通过适当设计空时分组码和均衡方法还可以提高一倍数据传输速率。在后面的推导过程中, 均用 h_{ij} 表示发射天线 i 到接收天线 j 的信道频域复增益系数, n_{ij} 为相应支路的加性高斯白噪声, v_k 为等增益合并后的第 k 个符号。由于 DFT 具有式(1)所示的性质, 因此, 对于加入循环前缀进行分组传输的单载波系统, 其时域的空时分组编码方案和频域的空时分组编码方案也遵循式(1)所示的关系, 这使得我们在对基于空时分组编码的 MIMO-SC/FDE 系统的接收分集处理过程进行推导时可以和 OFDM 系统一样只在频域进行说明, 下面我们以一个子载波为例具体描述处理过程。

4.1 G_1 , G_4 , G_5 时的 Alamouti 空时分组码应用

对于复正交设计方案 G_1 , 直接应用 Alamouti 空时分组码可以构成一个 2 发 2 收的系统, 如图 6 所示。接收信号 y 可以写为

$$y = \begin{bmatrix} h_{11}x_1 + h_{21}x_2 & h_{12}x_1 + h_{22}x_2 \\ -h_{11}x_2^* + h_{21}x_1^* & -h_{12}x_2^* + h_{22}x_1^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{11} & n_{21} \\ n_{12} & n_{22} \end{bmatrix} \quad (3)$$

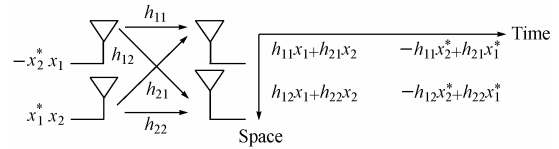


图6 基于 Alamouti 空时分组编码的 2 发 2 收系统示意图
Fig.6 The proposed scheme with 2 transmit and 2 receive antennas employing Alamouti STBC

使用正交设计 G_1 将接收信号 y 重组后为

$$y' = \begin{bmatrix} h_{11}x_1 + h_{21}x_2 & h_{22}x_1 - h_{12}x_2 \\ -h_{21}x_1^* + h_{11}x_2^* & h_{12}x_1^* + h_{22}x_2^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{11} & n_{22} \\ -n_{12} & n_{21} \end{bmatrix} \quad (4)$$

进行基于子载波的等增益合并同时对 v_2 取共轭得

$$r' = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} + h_{22}^* & h_{21} - h_{12}^* \\ h_{12} - h_{21}^* & h_{11}^* + h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{11} + n_{22}^* \\ -n_{12}^* + n_{21} \end{bmatrix} \quad (5)$$

令 $H_1 = \begin{bmatrix} h_{11} + h_{22}^* & h_{21} - h_{12}^* \\ h_{12} - h_{21}^* & h_{11}^* + h_{22} \end{bmatrix}$, 则 H_1 是一个正交阵, 因此可

以通过简单的线性均衡和两个一维的时域最大似然搜索对发送符号进行检测。仿真结果显示, 使用 Alamouti 空时分组编码在 QPSK 调制和 10^{-3} 误码率时可以获得约 3.5dB 的发射分集增益, 在 QPSK 调制和 10^{-4} 误码率时可以获得约 5dB 的发射分集增益。

对于复正交设计方案 G_4 , 同样应用 Alamouti 空时分组编码可以构成一个 2 发 4 收的系统, 如图 7 所示。

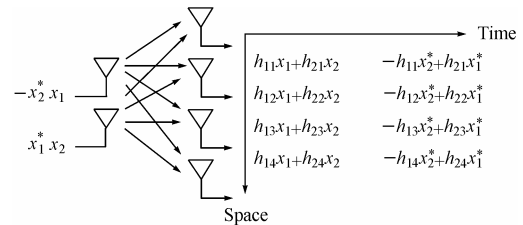


图7 基于 Alamouti 空时分组编码的 2 发 4 收系统示意图
Fig.7 The proposed scheme with 2 transmit and 4 receive antennas employing Alamouti STBC

接收信号 y 可以写为

$$y = \begin{bmatrix} h_{11}x_1 + h_{21}x_2 & h_{12}x_1 + h_{22}x_2 & h_{13}x_1 + h_{23}x_2 \\ -h_{11}x_2^* + h_{21}x_1^* & -h_{12}x_2^* + h_{22}x_1^* & -h_{13}x_2^* + h_{23}x_1^* \\ h_{14}x_1 + h_{24}x_2 \\ -h_{14}x_2^* + h_{24}x_1^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{11} & n_{12} & n_{13} & n_{14} \\ n_{21} & n_{22} & n_{23} & n_{24} \end{bmatrix} \quad (6)$$

使用正交设计方案 G_4 对接收信号 y 进行重组并进行等增益合并后可以表示为

$$r' = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2^* \\ v_3 \\ v_4^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} + h_{22}^* & h_{21} - h_{12}^* \\ h_{12} - h_{21}^* & h_{11}^* + h_{22} \\ h_{13} + h_{24}^* & h_{23} - h_{14}^* \\ h_{14} - h_{23}^* & h_{13}^* + h_{24} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{11} + n_{22}^* \\ n_{12}^* - n_{21} \\ n_{13} + n_{24}^* \\ n_{14}^* - n_{23} \end{bmatrix} \quad (7)$$

令 $\mathbf{H}_2 = \begin{bmatrix} h_{11} + h_{22}^* & h_{21} - h_{12}^* \\ h_{12} - h_{21}^* & h_{11}^* + h_{22} \\ h_{13} + h_{24}^* & h_{23} - h_{14}^* \\ h_{14} - h_{23}^* & h_{13}^* + h_{24} \end{bmatrix}$, 则 \mathbf{H}_2 是一个正交阵, 可以通

过简单的线性频域均衡和一维的时域最大似然搜索对发送符号进行检测。同样, 使用 Alamouti 空时分组编码在 QPSK 调制和 10^{-3} 误码率时可以获得约 3 至 3.5dB 的发射分集增益, 在 QPSK 调制和 10^{-4} 误码率时可以获得近 4dB 的发射分集增益。

对于 \mathbf{G}_5 给出的正交设计, 也可以使用 Alamouti 空时分组编码获得发射分集增益。

4.2 分集增益的进一步提高

为了进一步提高系统性能, 可以使用 4 根发射天线。

对于 \mathbf{G}_1 , 如果使用 4 根发射天线按空时分组编码方案

$\mathbf{C}_1 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* & -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix}$ 进行编码, 则预 DFT 和 DFT 后可

以构成式(8)所示方程:

$$\mathbf{r}' = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \mathbf{H}_3 \mathbf{x} + \mathbf{n}' \quad (8)$$

其中 $\mathbf{H}_3 = \begin{bmatrix} h_{11} + h_{22}^* + h_{31} + h_{42}^* & h_{21} + h_{41} - h_{12}^* - h_{32}^* \\ h_{12} - h_{21}^* + h_{32} - h_{41}^* & h_{22} + h_{11}^* + h_{42} + h_{31}^* \end{bmatrix}$, $\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$ 。

\mathbf{H}_3 矩阵是一个正交矩阵。仿真结果显示, 使用 4 根发射天线在 QPSK 调制和 10^{-3} 误码率时可以获得约 6.5dB 发射分集增益, 在 QPSK 调制和 10^{-4} 误码率时可以获得约 7dB 发射分集增益, 除弥补因 DFT 块数目减少而损失的 3dB 增益外, 还可以获得约 3.5dB 至 4dB 的性能提高。

对于 \mathbf{G}_4 同样也可以使用 4 根发射天线, 我们按 $\mathbf{C}_2 =$

$\begin{bmatrix} x_1 & x_2 & -x_1 & -x_2 \\ -x_2^* & x_1^* & x_2^* & -x_1^* \end{bmatrix}$ 进行编码, 这时预 DFT 和 DFT 后可以

构成式(9)所示关系式:

$$\mathbf{r}' = \begin{bmatrix} v_1 & v_2 & v_3 & v_4 \end{bmatrix}^T = \mathbf{H}_4 \mathbf{x} + \mathbf{n}' \quad (9)$$

\mathbf{H}_4 矩阵是一个正交矩阵, x_1, x_2 可以通过简单的线性频域均衡进行分离。同样, 仿真结果显示在 QPSK 调制和 10^{-3} , 10^{-4} 误码率时可以获得约 6.2dB 发射分集增益。

对于 \mathbf{G}_5 也有类似处理结果。空时分组码 \mathbf{C}_1 同样适用于 \mathbf{G}_4 和 \mathbf{G}_5 , \mathbf{C}_2 也同样适用于 \mathbf{G}_1 和 \mathbf{G}_5 。

4.3 \mathbf{G}_6 时的 Alamouti 空时分组码应用

对于 \mathbf{G}_6 给出的准正交设计, 可以使用扩展 Alamouti 空时分组码构成 $K=4$ 的 2 发 4 收系统。空时分组编码矩阵可表示为

$$\mathbf{C}_3 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* & x_3 & -x_4 \\ x_2 & x_1^* & x_4 & x_3 \end{bmatrix}^T \quad (10)$$

由于 \mathbf{G}_6 是准正交矩阵, 不是完全正交矩阵, 因此, 在进行后 DFT 处理后不能完全将 x_1, x_2, x_3, x_4 分离, 经过 DFT 之后的信号为

$$\begin{bmatrix} v_1 & v_2 & v_3 & v_4 \end{bmatrix}^T = \mathbf{H}_5 \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \end{bmatrix}^T + \mathbf{n}' \quad (11)$$

其中 \mathbf{H}_5 是一个准正交矩阵。虽然 DFT 处理不能完全分离 x_1, x_2, x_3, x_4 , 但是 $\mathbf{H}_5^H \mathbf{H}_5$ 矩阵具有特殊结构, 利用简单的线性处理和一维的时域最大似然搜索就可以检测出 x_1, x_2, x_3, x_4 。经过上述处理, 将一个四维的最大似然全搜索问题降低为 4 个一维的最大似然搜索, 大大降低了运算量。

上述的线性处理过程实质上就是频域的线性迫零均衡, 此外, 还可以使用 MMSE 均衡算法进行频域均衡。

4.4 对 \mathbf{G}_4 , \mathbf{G}_5 和 \mathbf{G}_6 的进一步讨论

对于 \mathbf{G}_4 , 仔细观察式(7)可以发现, 在 2 根发射天线时接收端得到了 4 个方程, 可只有两个未知数据符号需要检测。这启发我们可以使用类似式(12)所示的空时编码方案, 使用 4 根发射天线在 2 个时隙内发射 4 个符号, 这样一来, 可以使系统传输速率增加一倍。

$$\mathbf{C}_4 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ -x_4^* & x_3^* & -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix} \quad (12)$$

经过预 DFT 处理和 DFT 后, 可以得到式(13)所示的矩阵形式:

$$\mathbf{r}'_1 = \begin{bmatrix} v_1 & v_2 & v_3 & v_4 \end{bmatrix}^T = \mathbf{H}_6 \mathbf{x} + \mathbf{n}' \quad (13)$$

对于 \mathbf{G}_5 , 利用式(14)所示的编码方案可以在 3 根接收天线情况下使系统传输速率增加一倍。

$$\mathbf{C}_5 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ -x_2^* & x_1^* & -x_4^* & x_3^* \end{bmatrix} \quad (14)$$

经过预 DFT 处理和 DFT 后, 可以得到式(15)所示的矩阵形式:

$$\mathbf{r}'_2 = \begin{bmatrix} v_1 & v_2 & v_3 & v_4 \end{bmatrix}^T = \mathbf{H}_7 \mathbf{x} + \mathbf{n}' \quad (15)$$

对于 \mathbf{G}_6 , 采用式(16)所示的空时分组编码, 可以得到式(17)所示的矩阵形式:

$$\mathbf{C}_6 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ -x_2^* & x_1^* & -x_4^* & x_3^* \\ x_3^* & x_4^* & x_1^* & x_2^* \\ -x_4 & x_3 & -x_2 & x_1 \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$\mathbf{r}'_3 = \begin{bmatrix} v_1 & v_2 & v_3 & v_4 \end{bmatrix}^T = \mathbf{H}_8 \mathbf{x} + \mathbf{n}' \quad (17)$$

式(13), 式(15)和式(17)中的 $\mathbf{H}_6, \mathbf{H}_7, \mathbf{H}_8$ 矩阵都不是正交矩阵和准正交矩阵。

显然, 对以上 3 种情况我们无法通过简单的线性处理检测出发送符号 \mathbf{x} , 但我们可以左乘 \mathbf{H}_i^\dagger 来完成迫零均衡, 均衡后就可以在 IDFT 后检测出发送符号 \mathbf{x} ; 此外, 还可以使用适用于 MIMO-SC/FDE 系统的判决反馈检测算法进行均衡和数据检测。

5 性能仿真

本文以分组长度为 64, 循环前缀长度为 12 的 MIMO-SC/FDE 系统为例对提出的系统方案进行了仿真并与 MIMO-OFDM 系统进行了性能比较。假定信道为文献[1]仿真中使用的等增益 2 径 1 个符号采样时延的瑞利衰落信道,

且在 K 个分组持续时间内保持不变, 在不同的 K 个分组间是变化的。我们对 QPSK 调制时采用发射分集和未采用发射分集的系统性能进行了仿真比较, 仿真结果如图 8 和图 9 所示。

图 8 是 QPSK 调制时 MIMO-OFDM 系统的性能。由图中可以看出, 对于复正交设计方案 G_1 , 采用了 Alamouti 和扩展 Alamouti 空时分组编码发射分集后, 在 10^{-3} 和 10^{-4} 误码率时系统性能分别提高了约 3dB 和 6dB。对于复正交设计方案 G_4 也有类似结果。对于复正交设计方案 G_5 , 在 QPSK 调制、 10^{-3} 和 10^{-4} 误码率情况下使用 Alamouti 空时分组码可以获得约 3.5 至 4dB 的发射分集增益, 使用扩展 Alamouti 空时分组码后可以获得约 9.5 至 11 dB 的发射分集增益。对于复正交设计方案 G_6 , 使用 Alamouti 空时分组码后可获得约 2.5 dB 的发射分集增益。

图 9 是 QPSK 调制时使用 2 根和 4 根发射天线的 MIMO-SC/FDE 系统性能。由图中可以发现, 对于复正交设计方案 G_1 , 使用 Alamouti 空时分组编码在 QPSK 调制和 10^{-3} 误码率时可以获得约 3.5dB 的发射分集增益, 在 QPSK 调制和 10^{-4} 误码率时可以获得约 5dB 的发射分集增益; 使用扩展 Alamouti 空时分组编码在 QPSK 调制和 10^{-3} 误码率时可以获得约 6.5dB 的发射分集增益, 在 QPSK 调制和 10^{-4} 误码率时可以获得约 7dB 发射分集增益。对于复正交设计方案 G_4 , 使用 Alamouti 空时分组编码在 QPSK 调制和 10^{-3} 误码率时可以获得约 3 至 3.5dB 的发射分集增益, 在 QPSK 调制和 10^{-4} 误码率时可以获得近 4dB 的发射分集增益。对于复正交设计方案 G_5 , 使用 Alamouti 空时分组编码在 QPSK 调制和 10^{-3} 误码率时可以获得约 7dB 的发射分集增益, 在 QPSK 调制和 10^{-4} 误码率时可以获得约 7.5dB 的发射分集增益; 使用扩展

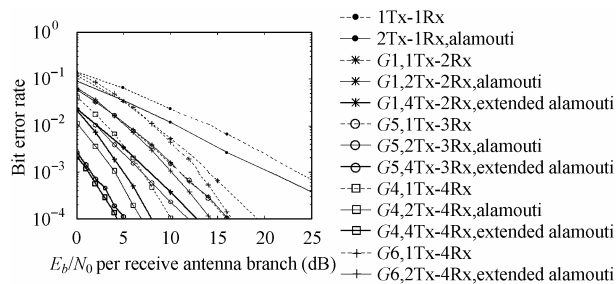


图 8 QPSK 调制时 MIMO-OFDM 系统性能

Fig.8 BER performance of the MIMO-OFDM system employing QPSK modulation

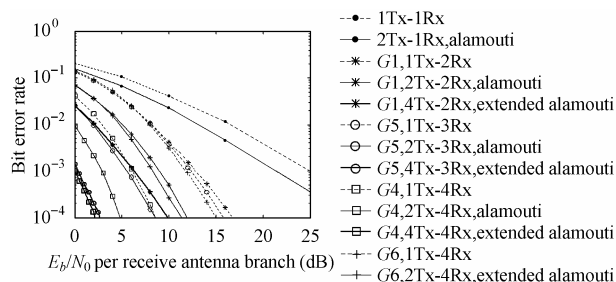


图 9 QPSK 调制时 SC/FDE-MIMO 系统性能

Fig.9 BER performance of the SC/FDE-MIMO system employing QPSK modulation

Alamouti 空时分组编码在 QPSK 调制和 10^{-3} 误码率时可以获得约 12dB 发射分集增益, 在 QPSK 调制和 10^{-4} 误码率时可以获得约 13dB 发射分集增益。对于复正交设计方案 G_6 , 使用 Alamouti 空时分组码约可获得 3 至 3.5 dB 的发射分集增益。

比较图 8 与图 9 的仿真结果可以看出, 使用空时分组编码后的 MIMO-SC/FDE 系统性能有较大提高, 且在接收分集情况下, MIMO-SC/FDE 系统的性能从总体上优于 MIMO-OFDM 系统。

6 结束语

本文将使用空时分组编码的发射分集技术应用于文献[1]提出的使用正交设计的接收空间分集结构中, 构成了一种基于空时分组编码的多输入多输出频域均衡单载波 (MIMO-SC/FDE) 系统接收空间分集方案, 除弥补了因减少 DFT 块数目而造成的性能损失外, 同时还减少了 IDFT 块数目, 提高了系统性能, 而且通过适当设计空时分组编码可以进一步提高系统数据传输速率。仿真结果表明, 通过引入 Alamouti 和扩展 Alamouti 空时分组编码, 可以获得一定的发射分集增益, 有效提高了系统性能。本文只是发现 Alamouti 空时分组编码及其扩展编码具有这样好的性质, 如何寻找适合 MIMO-SC/FDE 系统和 MIMO-OFDM 系统接收空间分集结构且具有更高发射分集增益的编码方案^[6]是一个值得我们进一步研究的课题。

参考文献

- [1] Huang Defeng (David), Letaief K B, Lu Jianhua. A receive space diversity architecture for OFDM systems using orthogonal designs. *IEEE Trans. on Wireless Commun.*, 2004, 3(3): 992-1001.
- [2] Gusmao A, Dinis R, Esteves N. On frequency-domain equalization and diversity combining for broadband wireless communications. *IEEE Trans. on Commun.*, 2003, 51(7): 1029-1033.
- [3] Oppenheim A V, Willsky A S, Nawab H. Signal and Systems. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1997.
- [4] Tarokh V, Jafarkhani H, and Calderbank A R. Space-time block codes from orthogonal designs. *IEEE Trans. on Inform. Theory*, 1999, 45(7): 1456-1467.
- [5] Alamouti S M. A simple transmit diversity technique for wireless communications. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 1998, 16(10): 1451-1458.
- [6] Hassibi B and Hochwald B M. High-rate codes that are linear in space and time. *IEEE Trans. on Inform. Theory*, 2002, 48(7): 1804-1823.

徐 信: 男, 1970 年生, 博士生. 研究方向为 OFDM 信道估计与 MIMO 检测技术及硬件实现。

蔡跃明: 男, 1961 年生, 教授. 博士生导师, 主要研究领域为移动通信和信号处理技术。

盛雁鸣: 男, 1974 年生, 讲师, 硕士. 研究领域为多载波通信技术。

徐友云: 男, 1966 年生, 教授, 博士生导师. 主要研究领域为移动通信和信道编码技术。