

无需信道估计的一种简单的差分分集 OFDM 传输方式¹

吕俊哲 张海林 刘增基

(西安电子科技大学 ISN 国家重点实验室 西安 710071)

摘要: 空时码在近几年得到了普遍关注,但空时码的应用通常都假定信道具有非频率选择性衰落特性,同时还假定信道状态也是已知的,这些都极大地限制了空时码的应用。该文给出了一种未知频率选择性衰落信道下的差分分集调制方法,应用正交频分复用技术的基本原理,把一个频率选择性衰落信道转换成了多个并行平坦衰落信道。在此基础上,给出了一种无需信道估计的简单的时空频分集结构。仿真结果表明,这种结构在频率选择性衰落信道中无需信道估计就能得到很好的结果。

关键词: 正交频分复用, 差分, 分集, 时空编码

中图分类号: TN919.3 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-5896(2004)04-0536-06

A Simple Differential Modulation Diversity in the Presence of Unknown Multipath

Lü Jun-zhe Zhang Hai-lin Liu Zeng-ji

(National Key Lab of ISN, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract Recent years, space-time coding technique is gotten more attention. However, the space-time coding application is often under non-frequency-selective channel while the channel knowledge is known. All of these constrains the application of space-time coding. This paper presents a differential modulation diversity used in the presence of unknown multipath. The proposed technique utilizes orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) transforming a frequency selective fading channel into multiple flat fading sub-channels. Based on this, a space-time-frequency configuration applied in unknown frequency selective fading channel is given. And this method is verified by the simulation results.

Key words OFDM, Differential, Diversity, Space-time coding

1 引言

近年来,作为一种有效的传输分集方式,空时编码技术得到了广泛的关注^[1,2]。借助于多天线传输和接收端的信号处理,与传统的单天线传输方式相比,可以得到良好的分集和编码增益^[3]。可是空时编码技术通常都是假定在频率平坦衰落信道下使用的,对于频率选择性衰落来说,如何利用空时编码是一个非常值得探讨的问题。一种解决方法就是利用正交频分复用(OFDM)^[4,5],它可以通过离散傅里叶变换(DFT)把频率选择性衰落信道变换成多个并行频率非选择性信道。目前结合 OFDM 技术的空时编码体制已经得到了广泛关注^[6,7],但无论是空时编码技术还是结合 OFDM 的空时编码技术都是假定接收端具有良好的信道估计,从而使接收机可以很好地利用信道的状态信息,而这通常都是需要假定信道的变化非常缓慢,从而使我们有足够的时间通过发送训练序列来进行信道估计。但是在某些场合,例如快衰落信道,或需要简化接收机的复杂性等情况,我们更需要得到一种无需信道估计的传输结构。文献[8]中,给出了一种基于亲和正交矩阵的差分空时编码方式,在平坦性衰落信道下它可以得到非常好的特性。基于此,在本文中,我们进一步把这种方法扩展到了频率选择性衰落信道,使得我们的

¹ 2002-10-22 收到, 2003-04-30 改回

国家自然科学基金重大研究计划(90104019)、国家部级基金资助项目

信号解调无需信道估计在频率选择性衰落信道下就能得到良好的性能。文中为了讨论方便, 我们仅给出了发射天线个数为 2, 接收天线个数为 1 的传输方案。下面我们会看到, 本文所给的方法除了具有简单的解调方式外, 它的传输效率也达到了 100%。

2 OFDM 原理与信道模型

OFDM 是一种特殊的多载波调制方式 (MCM), 在 OFDM 系统中, 各个子载波相互正交, 正是由于这一特性使得 OFDM 与其他调制方式相比呈现出了诸多的优点, 尤其当信道的时延扩展很长时, OFDM 特别适用于高速数据的传输^[9]。图 1 给出了传统的 OFDM 系统框图。通常一个 OFDM 通信系统可以被看作是一个矢量传输系统。令 $X_t(k)$ 表示 t 时刻 N 个并行传输的复信号, 其每一复信号的符号周期为 T_s 。我们把 $X_t(k)$ 写成矢量形式则为: $X_t(k) = [X_t(0), X_t(1), \dots, X_t(N-1)]^T$ 这里“ T ”表示转置。同时, 在本文中为了有效地利用 FFT, 我们均假定 N 为 2 的幂次。令 $x_t(n)$ 表示经过反 FFT 变换之后的 OFDM 符号矢量, 经过循环前缀长度为 P 的循环扩展后可以得到发送矢量: $x_t(n) = [x_t(N-P), \dots, x_t(N-1), x_t(0), \dots, x_t(N-1)]^T$ 最终 $x_t(n)$ 经发射机送入无线信道。

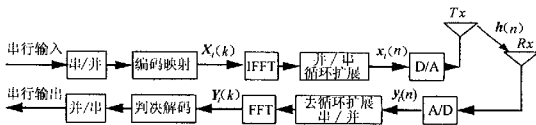


图 1 传统的 OFDM 系统框图

假定无线信道 $h(n)$ 的最大时延扩展长度为 L , 为了避免符号串扰 (ISI) 及子信道串扰 (ICI), 通常我们应使 $P \geq L$ 。同时我们假定在一个 OFDM 帧时间内, 信道 $h(n)$ 的冲击响应保持恒定值。则这时, $y_t(n) = x_t(n) * h(n)$ 。这里“ $*$ ”表示线性卷积, 而 $y_t(n)$ 为接收机收到的离散数字信号。在接收端, 我们首先对接收信号 $y_t(n)$ 移去循环前缀, 得到, $y_t'(n) = [y_t(P), y_t(P+1), \dots, y_t(N+P-1)]$ 。这时由文献 [10], 可以看到 $y_t(n)$ 就是 $x_t(n)$ 和 $h(n)$ 的循环卷积。由此我们可以推出

$$Y_t(k) = A_t X_t(k) + I(k) \quad (1)$$

这里 A_t 为一 $N \times N$ 对角阵, 其元素为信道冲击响应 $h(n)$ 的 FFT 变换值, 即 $H(k) = \text{FFT}(h(n))$ 而 $I(k)$ 为信道加性高斯白噪声的 FFT 变换值。这样, 通过式 (1) 我们就很容易解调出原始数据 $X_t(k)$ 。

3 差分 OFDM 传输分集

图 2 我们给出了本文所描述的具有两个发射天线一个接收天线的差分空频结构, 如图 2 中所示。

我们令串行输入的原始序列经过串并变换和编码映射后得到传输矢量 $s_t = (s_t(0), s_t(1), \dots, s_t(N-1))$, 其中 $s_t(k) \in \Omega$, Ω 为具有单位能量的符号集, 即 $|s_t(k)|^2 = 1$, 令 s_t 经过差分空频调制的两路信号分别为 $X_t^0 = (X_t^0(0), X_t^0(1), \dots, X_t^0(N-1))$, $X_t^1 = (X_t^1(0), X_t^1(1), \dots, X_t^1(N-1))$, 由文献 [11], 我们给出具有亲和正交性的 2×2 矩阵族 $\{\Phi_j\}$, $\{\Psi_j\}$, $j = 0, 1$ 其中 $\Phi_j \Phi_j^H = I$, $\Psi_j \Psi_j^H = I$, $\Phi_j \Phi_k^H = \Phi_k \Phi_j^H$, $\Psi_j \Psi_k^H = \Psi_k \Psi_j^H$, $j = 0, 1$; $\Phi_j \Psi_k^H = \Psi_k \Phi_j^H$, $\forall j, k$ 。“ H ”在这里表示共轭转置, I 为 2×2 单位矩阵。

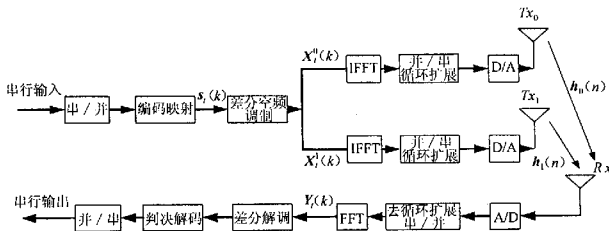


图2 差分空频传输系统

令

$$Z_i(l) = \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_{j=0}^1 \Phi_j s_i^H(2l+j) + i\Psi_j s_i^j(2l+j) \quad l = 0, 1, \dots, \frac{N}{2} - 1 \quad (2)$$

可以看到 $Z_i(l)Z_i^H(l) = \mathbf{I}_{2 \times 2}$. 定义 $\mathbf{V}_i(l) = \begin{bmatrix} X_i^0(2l) & X_i^0(2l+1) \\ X_i^1(2l) & X_i^1(2l+1) \end{bmatrix}_{2 \times 2}$ $l = 0, 1, \dots, \frac{N}{2} - 1$ 表征两路发送信号, 同时令

$$\mathbf{V}_i(l) = \mathbf{V}_{i-1}(l)Z_i(l) \quad (3)$$

并假设开始时 $\mathbf{V}_i(l) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$, 则很显然 $\mathbf{V}_i(l)\mathbf{V}_i^H(l) = \mathbf{I}_{2 \times 2}$. 这时在接收端, 由式(1)我们有

$$\mathbf{Y}_i(k) = \mathbf{A}_i^0 \mathbf{X}_i^0(k) + \mathbf{A}_i^1 \mathbf{X}_i^1(k) + \Gamma_i(k), \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (4)$$

而 $\mathbf{A}_i^0, \mathbf{A}_i^1$ 分别为两条发送支路的信道频域冲击响应. 我们定义接收矢量:

$\mathbf{R}_i(l) = [\mathbf{Y}_i(2l) \quad \mathbf{Y}_i(2l+1)]$, $l = 0, 1, \dots, (N/2 - 1)$. 由式(4)可得

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{Y}_i(2l) &= [H_i^0(2l) \quad H_i^1(2l)] \begin{bmatrix} X_i^0(2l) \\ X_i^1(2l) \end{bmatrix}, \\ \mathbf{Y}_i(2l+1) &= [H_i^0(2l+1) \quad H_i^1(2l+1)] \begin{bmatrix} X_i^0(2l+1) \\ X_i^1(2l+1) \end{bmatrix}, \end{aligned} \right\} \quad l = 0, 1, \dots, (N/2 - 1) \quad (5)$$

当 $N \gg 1$ 是, 我们可以近似认为

$$H_i^0(2l) \approx H_i^0(2l+1), \quad H_i^1(2l) \approx H_i^1(2l+1) \quad (6)$$

结合式(4)及式(5), 则

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_i(l) &= [\mathbf{Y}_i(2l) \quad \mathbf{Y}_i(2l+1)] \approx [\mathbf{H}_i^0(2l) \quad \mathbf{H}_i^1(2l)]\mathbf{V}_i(l) + \Gamma_i(l) \\ &= [\mathbf{H}_i^0(2l) \quad \mathbf{H}_i^1(2l)]\mathbf{V}_{i-1}(l)Z_i(l) + \Gamma_i(l), \quad l = 0, 1, \dots, (N/2 - 1) \end{aligned} \quad (7)$$

这里 $\Gamma_i(l) = [\Gamma_i(2l) \quad \Gamma_i(2l+1)]$, 我们定义 $\mathbf{U}_i(l) = [\mathbf{H}_i^0(2l) \quad \mathbf{H}_i^1(2l)]$, 则式(7)最终可写成

$$\mathbf{R}_i(l) = \mathbf{U}_i(l)\mathbf{V}_{i-1}(l)Z_i(l) + \Gamma_i(l), \quad l = 0, 1, \dots, (N/2 - 1) \quad (8)$$

假如 $\mathbf{U}_t(l)$, $\mathbf{V}_t(l)$ 已知, 我们可以得到解调数据时 $s_t(2l)$ $s_t(2l+1)$ 的最大似然估计值为

$$\hat{s}_t(2l+j)|_{j=0}^1 = \text{Arg} \min_{s_t(2l+j) \in S} \text{tr}\{(\mathbf{R}_t(l) - \mathbf{U}_t(l)\mathbf{V}_{t-1}(l)\mathbf{Z}_t(l))^*(\mathbf{R}_t(l) - \mathbf{U}_t(l)\mathbf{V}_{t-1}(l)\mathbf{Z}_t(l))\},$$

$$l = 0, 1, \dots, (N/2 - 1) \quad (9)$$

这里 $\text{tr}\{\}$ 表示矩阵的迹. 因为 $\text{tr}\{(\mathbf{R}_t(l) - \mathbf{U}_t(l)\mathbf{V}_{t-1}(l)\mathbf{Z}_t(l))^*(\mathbf{R}_t(l) - \mathbf{U}_t(l)\mathbf{V}_{t-1}(l)\mathbf{Z}_t(l))\} = \text{tr}\{\mathbf{R}_t^*(l)\mathbf{R}_t(l)\} + \text{tr}\{\mathbf{U}_t^*(l)\mathbf{U}_t(l)\} - 2\text{Re}\{\text{tr}\{\mathbf{R}_t^*(l)\mathbf{U}_t(l)\mathbf{V}_{t-1}(l)\mathbf{Z}_t(l)\}\}$ 再代入式 (2), 得到

$$\hat{s}_t(2l+j)|_{j=0}^1 = \text{Arg} \max_{s_t(2l+j) \in S} \sum_{j=0}^1 \text{Re}\{\text{tr}\{\mathbf{R}_t^*(l)\mathbf{U}_t(l)\mathbf{V}_{t-1}(l)\mathbf{Z}_t(l)\}\} \quad (10)$$

其中 $\text{Re}\{\}$ 表示取实部, 同时在下面的公式中我们定义 $\text{Im}\{\}$ 表示虚部.

在实际中 $\mathbf{U}_t(l)$, $\mathbf{V}_t(l)$ 是未知的, 但若信道变化不是特别剧烈, 即连续两个相邻 OFDM 帧传输期间 $\mathbf{U}_t(l) \approx \mathbf{U}_{t-1}(l)$, 可以推出:

$$\mathbf{R}_{t-1} = \mathbf{U}_{t-1}(l)\mathbf{V}_{t-1}(l) + \mathbf{I}_{t-1}(l) \approx \mathbf{U}_t(l)\mathbf{V}_{t-1}(l) + \mathbf{I}_{t-1}(l) \quad (11)$$

在加性高斯白噪声环境下, 当噪声不大时, 可以认为 $\mathbf{R}_{t-1} = \mathbf{U}_t(l)\mathbf{V}_{t-1}(l)$, 代入式 (10), 则

$$\hat{s}_t(2l+j)|_{j=0}^1 = \text{Arg} \max_{s_t(2l+j) \in S} \text{Re}\{\text{tr}\{\mathbf{R}_t^*(l)\mathbf{R}_{t-1}(l)\Phi_j(l)\}\} s_j^R + \text{Re}\{\text{tr}\{\mathbf{R}_t^*\mathbf{R}_{t-1}(l)\Psi_j(l)\}\} s_j^I,$$

$$l = 0, 1, \dots, (N/2 - 1) \quad (12)$$

这就是我们需要解调的数据. 由式 (12) 可以看出, 无需信道信息, 在频率选择性衰落信道环境下, 我们就可以解调出信号, 最终我们就得到了一个无需信道估计的频率选择性衰落信道下的差分时空频传输方案. 同时从式 (2), (3) 很容易看到, 传输效率也达到了 100%.

4 性能分析

在本节中, 我们将给出图 2 所示的差分空频传输结构的计算机仿真结果. 在发送端, 我们采用式 (2), (3) 所给的差分空频编码方式, 在接收端我们可以按式 (12) 所给的方式进行信号解调. 但基于所给差分空频编码的特殊编码构造, 对于 BPSK 和 QPSK 编码方式我们可以给出一种更加简洁的解调方式.

对于 BPSK, 这时 $s_t(2l+j)|_{j=0}^1 = \pm 1$, 则式 (12) 可写为

$$\hat{s}_t(2l+j)|_{j=0}^1 = \text{Arg} \max_{s_t(2l+j) \in S} \text{Re}\{\text{tr}\{\mathbf{R}_t^*(l)\mathbf{R}_{t-1}(l)\Phi_j(l)\}\} s_t(2l+j)$$

$$= \text{sgn}(\text{Re}(\text{tr}\{\mathbf{R}_t^*\mathbf{R}_{t-1}\Phi_j(l)\})), \quad l = 0, 1, \dots, (N/2 - 1) \quad (13)$$

对于 QPSK 调制来说, $s_t(2l+j)|_{j=0}^1 = \pm 1 \pm i$, 又因为 $\text{Re}(iA) = -\text{Im}(A)$, 则式 (12) 可写为

$$\hat{s}_t(2l+j)|_{j=0}^1 = \text{Arg} \max_{s_t(2l+j) \in S} \text{Re}\{\text{tr}\{\mathbf{R}_t^*(l)\mathbf{R}_{t-1}(l)\Phi_j(l)\}\} s_t^R(2l+j)$$

$$- \text{Im}\{\text{tr}\{\mathbf{R}_t^*\mathbf{R}_{t-1}(l)\Psi_j(l)\}\} s_t^I(2l+j)$$

$$= \text{sgn}(\text{Re}(\text{tr}\{\mathbf{R}_t^*\mathbf{R}_{t-1}\Phi_j(l)\})) - i \cdot \text{sgn}(\text{Im}(\text{tr}\{\mathbf{R}_t^*\mathbf{R}_{t-1}\Psi_j(l)\})),$$

$$l = 0, 1, \dots, (N/2 - 1) \quad (14)$$

至此我们就可以进行计算机仿真来验证我们的结论了, 其中仿真时条件与文献 [12] 相同. 我们采用 COST207 所给的多径数为 6 的无线传输信道, 以 QPSK 为例给出仿真结果. 同时假定 OFDM 的子载波数 $N = 512$, 循环前缀的长度 $P = 8$, 信号采样速率为 $T_s = 2^{-20}$ s, 多普勒频移为 $f_D = 100$ Hz. 关于 $\{\Phi_j\}$, $\{\Psi_j\}$, $j = 0, 1$ 的选取我们参考文献 [11], 即有:

$$\Phi_0 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \Phi_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}, \quad \Psi_0 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}, \quad \Psi_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

最终得到仿真结果如图 3 所示, 同时为了便于比较, 我们给出了相干空时 OFDM(ST-OFDM) 调制的结果. 从图 3 中我们可以看到差分空频调制与相干空频调制相比有 3~4dB 的能量损失, 可是这样一来我们就无需进行信道估计, 从而可以大大简化接收机的设计.

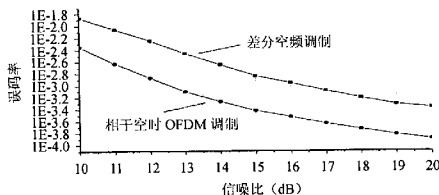


图 3 QPSK 调制, 多普勒频移为 100Hz, $T_s = 2^{-20}$ s

5 结论

在上面, 我们讨论了处于未知信道响应下的一种差分传输分集体制, 同时给出了仿真结果. 但我们也可以看到文中仅仅给出了发射天线数为 2, 接收天线数为 1 时的差分空频编码方式, 至于多天线发射, 我们可以进一步对文献 [11] 所给的编码方式进行扩展, 但我们也可以看到, 当发射天线数多于 2 时, 信号的传输效率将随之下降. 同时我们还可以看到信号映射集必须满足单位能量的要求, 即信号 $s_t(k)$ 必须满足 $|s_t(k)|^2 = 1$, 对于 MQAM 等信号不能满足单位能量的映射方式, 还有待于我们进一步研究.

参 考 文 献

- [1] Alamouti S M. A simple transmit diversity technique for wireless communications. *IEEE J. on Select. Areas Comm.*, 1998, 16(8): 1451-1458.
- [2] Naguib A F, Seshadri N, Calderbank R. Space-time coding and signal processing for high data rate wireless communications. *IEEE Signal Processing Mag.*, 2000, 17(3): 76-92.
- [3] Tarokh V, Seshadri N, Calderbank A R. Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance analysis and code construction. *IEEE Trans. on Info. Theory*, 1998, 44(2): 744-765.
- [4] Zou W Y, Wu Y. COFDM: an overview. *IEEE Trans. on Broadcasting*, 1995, 41(1): 1-8.
- [5] Bingham J A C. Multicarrier modulation for data transmission: an idea whose time has come. *IEEE Comm. Magazine*, 1990, 28(5): 5-14.
- [6] Agrawal D, Tarokh V, Naguib A, Seshadri N. Space-time coded OFDM for high data rate wireless communication over wideband channels. Proc. 48th IEEE Vehicular Technology Conf., Ottawa, Canada, Mar. 1998: 2232-2236.

- [7] Mudulodu S, Paulraj A. A transmit diversity scheme for frequency-selective fading channels. IEEE Global Telecommunications Conference, Feb. 2000: 1089-1093.
- [8] Girish Ganesan, Petre Stoica. Differential modulation using space-time block codes. *IEEE Signal Processing Letters*, 2002, 9(2): 57-60.
- [9] Cimini Jr. L J. Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing. *IEEE Trans. on Comm.*, 1985, COM-33(7): 665-675.
- [10] 吕波哲, 张海林, 何非, 刘增基. 无保护间隔的 OFDM 信道自适应均衡的一种新算法. *电子学报*, 2002, 30(7): 941-944.
- [11] Ganesan G, Stoica P. Space-time diversity using orthogonal and amicable orthogonal designs. in Proc. Int. Conf. Acoustics, Speech, Signal Processing (ICASSP), Istanbul, Turkey, 2000: 335-338.
- [12] Lee K F, Williams D B. A space-time coded transmitter diversity technique for frequency selective fading channels. in Proc. IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop, Cambridge, MA, March 2000: 149-152.

吕波哲: 男, 1973 年生, 博士生, 主要研究方向为高速数据传输。

张海林: 男, 1963 年生, 博士生导师, 主要研究方向为高速数据传输。

刘增基: 男, 1939 年生, 博士生导师, 主要研究方向为宽带网络通信。