文章编号:1001-893X(2011)06-0042-04

基于相位旋转的 MIMO 差分检测方法*

孙德福

(中国西南电子技术研究所,成都 610036)

摘 要:提出了一种基于 Alamouti 模型的差分检测方案,通过对发射符号进行相位旋转,携带附加角度信息,获得更高的频谱效率。仿真结果表明:通过发送端携带附加角度信息,能获得更高的频谱效率。同时,方案中的角度旋转思想有望在其它差分检测方案中得到应用。

关键词:多入多出;空时分组码;差分空时调制;差分检测;相位旋转

中图分类号:TN911 文献标识码:A doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2011.06.010

A Differential Detection Scheme for MIMO Systems with Phase Rotation

SUN De-fu

(Southwest China Institute of Electronic Technology, Chengdu 610036, China)

Abstract: A differential detection scheme is proposed which is based on Alamouti's transmission scheme, and the proposed scheme can provide higher spectrum efficiency with phase rotation. The simulation results show that the proposed scheme increases the spectrum efficiency because of the angle information. On the other hand, the idea of angle rotation in this scheme can potentially be used in other differential detection scheme. **Key words**: multiple input multiple output; space time block code; differential space time modulation; differential detection; phase rotation

1 引 言

未来无线通信系统的重要目标之一是要实现更高的频谱效率,研究表明,多入多出(Multiple Input Multiple Output,MIMO)技术在系统发送端和接收端使用多根天线,可以实现这一目标^[1,2]。因此,近年来,MIMO技术得到了广泛研究,典型的如贝尔实验室的 V – BLAST^[3](Vertical Bell Laboratories Layered Space-Time)、空时分组码(Space Time Block Code, STBC)^[4,5]等。但是,大多数情况下我们都假设信道信息(Channel State Information,CSI)已知。然而,在天线数目较多的情况下,为了获取信道信息,需要更

多的导引序列进行信道估计,占用更多的带宽资源。 另外,在高速移动情况下,进行多天线的信道估计将 更加困难。因此,研究未知信道信息条件下的多入 多出非相干检测技术是非常必要的。

作为多人多出非相干检测方法之一的差分空时 调制(Differential Space Time Modulation, DSTM)方法 已经得到了一定研究:例如,Hughes 提出了基于群结 构的差分空时调制^[6,7];Hochwald 等提出了酉空时 差分调制^[8];Hassibi 提出了基于 Cayley 码的 DSTM^[9];Tarkoh 提出的基于 Alamouti 模型的发射分 集方案^[10]等。但是,这些方案频谱效率不高。因 此,本文提出一种基于 Alamouti 模型的发射分集方 案,该方案可获得更高的频谱效率。

- * 收稿日期:2011-01-13;修回日期:2011-05-23
- · 42 ·

2 系统模型

假设系统有两根发射天线、 N_R 根接收天线,所 有发射符号能量归一化,即每根发射天线发射符号 能量为1/2。令 $s_{i,t}(i=1,2)$ 代表第t时刻从两根天 线发射的符号。发射天线i到接收天线j之间的信 道衰落因子为 $h_{i,j}$,假设不同发射天线到接收天线间 的信道相互独立,并且4个符号周期相对于信道相 干时间足够小。因此,可认为在4个符号周期之内 信道衰落恒定。

在第 t 时刻,第 j 根接收天线的接收信号可以 表示为

$$r_{t,j} = \sum_{i=1}^{2} h_{i,j} s_{t,j} + n_{t,j}$$
(1)

式中, n_{t,j}为第 j 根接收天线在第 t 时刻接收到的噪声分量, 是服从均值为零的复高斯随机变量。由于发送端对发射符号能量进行了归一化, 因此, 接收端接收到的能量为 1。典型的 Alamouti 空时码如下^[11]:

$$\boldsymbol{S} = \begin{pmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{pmatrix}$$
(2)

在某个时刻, s_1 、 s_2 从两根发射天线发射出去,下一时刻, $-s_2^*$ 、 s_1^* 从两根发射天线发射出去。

3 基于相位旋转的差分检测

这里假设星座符号 \overline{A} 限于M – PSK,因此:

$$\bar{A} = \left\{ \frac{\exp(j2\pi k/M)}{\sqrt{2}}, k = 0, 1, \cdots, M - 1 \right\}$$
(3)

式中,j = $\sqrt{-1}$ 。给定的 *M* – PSK 星座符号 s_1, s_2 , 可以看出,复矢量(s_1, s_2)与($-s_2^*, s_1^*$)相互正交而 且具有单位长度。因此,任何二维矢量 *S* = (s_3, s_4) 都可用以上两个正交矢量唯一地表示出来,即存在 唯一的复矢量 $P_s = (A_s, B_s)$ 使下式成立:

$$(s_3, s_4) = A_s(s_1, s_2) + B_s(-s_2^*, s_1^*)$$
 (4)

 A_s 、 B_s 可以表示为

$$A_s = s_3 s_1^* + s_4 s_2^* \tag{5}$$

$$B_s = -s_3 s_2 + s_4 s_1 \tag{6}$$

设由 P_s 组成的集合为 $v_s(s \in \overline{A} \times \overline{A})$ 。定义一 种 2b 比特数据到集合 $v = v_s$ 的双映射 M,进行如下 映射:给定的由 2b 比特数据组成的数据块 α ,前 b 个比特和后 b 个比特分别利用格雷映射映射成符号 $a_3 \cdot a_{4\circ} \Leftrightarrow a_1 = a_2 = 1/\sqrt{2}$,则映射 $M(\alpha) = (A(\alpha), B(\alpha))$ 可定义为

$$A(\alpha) = a_3 a_1^* + a_4 a_2^* \tag{7}$$

$$B(\alpha) = -a_3a_2 + a_4a_1 \tag{8}$$

因此,映射 *M* 将任何 2*b* 比特数据映射到集合 v。反 之,若给定 $M(\alpha) = (A(\alpha), B(\alpha))$,即可以通过下 式得出 (a_3, a_4) :

$$(a_3, a_4) = A(\alpha)(a_1, a_2) + B(\alpha)(-a_2^*, a_1^*)(9)$$

3.1 差分编码

假设发射端有 2b + p 个比特数据,编码过程如 图 1 所示。



图 1 差力 编码床连图 Fig.1 Block diagram of differential encoding

假设发射端在第1时刻发射任意符号 s_1 、 s_2 ,第 2时刻发射 – s_2^* 、 s_1^* ,它们不代表任何实际信息。 后续数据比特按如下编码:假设在第2t – 1 时刻, s_{2t-1} 、 s_{2t} 分别从发射天线发射出去;第2t 时刻, – s_{2t}^* 、 s_{2t-1}^* 分别从发射天线发射出去;第2t + 1 时 刻,2b + p 个比特数据 α_{2t+1} 到达编码器,发射端将 前2b 个比特数据利用映射 M 计算:

 $M(\alpha_{2t+1}) = (A(\alpha_{2t+1}), B(\alpha_{2t+1}))$ 式中, $(A(\alpha_{2t+1}), B(\alpha_{2t+1}))$ 为差分因子。利用该 差分因子计算:

 $(s_{2t+1}, s_{2t+2}) = A(\alpha_{2t+1})(s_{2t-1}, s_{2t}) +$

 $B(\alpha_{2t+1})(-s_{2t}^{*},s_{2t-1}^{*}) \quad (10)$

然后,将第二部分的 p 个比特数据映射到某个角度 集合 $\Theta = \{\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_L\},$ 利用该角度对 s_{2t+1}, s_{2t+2} 进行角度旋转,生成新的符号 s'_{2t+1}, s'_{2t+2} ,再构成 式(2)的发射矩阵。其中:

$$s'_{2t+1} = s_{2t+1} e^{j\theta_k}, \quad k \in 1, 2, \cdots, L$$
 (11)

 $s'_{2t+2} = s_{2t+2} e^{j\theta_k}, \quad k \in 1, 2, \cdots, L$ (12)

发射端在第 2t + 1 时刻发射(s'_{2t+1}, s'_{2t+2}),第 2t + 2 时刻发射($-s'_{2t+2}^{*}, s'_{2t+1}^{*}$),该过程不断重复 直至数据发射完毕。

该方案中的发射符号携带了差分因子和角度旋 转两部分数据信息,因此,获得了更高的频谱效率。

3.2 差分检测

单根接收天线情况下,令 $r_t = r_t^1$, $n_t = n_t^1$, $h_1 =$

$$h_{1,1}, h_2 = h_{2,1} \circ$$

$$\textcircled{(} h_1, h_2) = \begin{pmatrix} h_1 & h_2^* \\ & \end{pmatrix}$$
(13)

$$2(h_1, h_2) = \begin{pmatrix} n_1 & n_2 \\ h_2 & -h_1^* \end{pmatrix}$$
(13)

$$N_{2t-1} = (n_{2t-1}, n_{2t}^{*})$$
(14)

因此:

$$(r_{2t-1}, r_{2t}^{*}) = (s'_{2t-1}, s'_{2t})\Omega(h_{1}, h_{2}) + N_{2t-1}$$
(15)
$$(r_{2t+1}, r_{2t+2}^{*}) = (s'_{2t+1}, s'_{2t+2})\Omega(h_{1}, h_{2}) + N_{2t+1}$$
(16)

$$(r_{2t+1}, r_{2t+2}^{*}) \cdot (r_{2t-1}, r_{2t}^{*}) = r_{2t+1}r_{2t-1}^{*} + r_{2t+2}^{*}r_{2t} = (s'_{2t+1}, s'_{2t+2})\Omega(h_{1}, h_{2})\Omega^{*}(h_{1}, h_{2})(s_{2t-1}, s_{2t})^{*} + (s'_{2t+1}, s'_{2t+2})\Omega(h_{1}, h_{2})N_{2t-1}^{*} + N_{2t+1}\Omega^{*}(h_{1}, h_{2})(s_{2t-1}, s_{2t})^{*} + N_{2t+1}N_{2t-1}^{*} = (|h_{1}|^{2} + |h_{2}|^{2})(s'_{2t+1}s_{2t-1}^{*} + s'_{2t+2}s_{2t}^{*}) + (s'_{2t+1}, s'_{2t+2})\Omega(h_{1}, h_{2})N_{2t-1}^{*} + N_{2t-1}\Omega^{*}(h_{1}, h_{2})(s_{2t-1}, s_{2t}) + N_{2t+1}N_{2t-1}^{*}$$
(17)

$$R_{1} = r_{2t+1}r_{2t-1}^{*} + r_{2t+2}^{*}r_{2t}$$
(18)
$$I_{1} = (s'_{2t+1}, s'_{2t+2}) \Omega(h_{1}, h_{2}) N_{2t+1}^{*} +$$

$$N_{2t-1}\Omega^*(h_1,h_2)(s_{2t-1},s_{2t}) + N_{2t+1}N_{2t-1}^*$$
(19)

因此:

N

$$R_{1} = e^{i\theta_{k}} (|h_{1}|^{2} + |h_{2}|^{2}) A(\beta_{2t+1}) + N_{1}$$
(20)

$$(r_{2t+1} r_{2t+2}^{*}) \cdot (r_{2t}, -r_{2t-1}^{*}) = r_{2t+1} r_{2t}^{*} - r_{2t+2}^{*} r_{2t-1} = (|h_{1}|^{2} + |h_{2}|^{2}) (-s'_{2t+1} s_{2t}^{*} + s'_{2t+2} s_{2t-1}^{*}) + (s'_{2t+1}, s'_{2t+2}) \Omega(h_{1}, h_{2}) N_{2t}^{*} + N_{2t+1} \Omega^{*} (h_{1}, h_{2}) (-s_{2t}^{*}, s_{2t-1}^{*})^{*} + N_{2t+1} N_{2t}^{*}$$
(21)

$$R_{2} = r_{2t+1}r_{2t}^{*} - r_{2t+2}^{*}r_{2t-1}$$
(22)

$${}_{2} = (s_{2t+1}, s_{2t+2}) \Omega(h_{1}, h_{2}) N_{2t} + N_{2t+1} \Omega^{*}(h_{1}, h_{2}) (-s_{2t}^{*}, s_{2t-1}^{*})^{*} + N_{2t+1} N_{2t}^{*}$$

$$(23)$$

因此:

 $R_2 = e^{i\theta_k} (|h_1|^2 + |h_2|^2) B(\beta_{2t+1}) + N_2$ (24) 可以得到:

$$(R_1, R_2) = e^{i\theta_k} (|h_1|^2 + |h_2|^2) \cdot$$

$$(A(\beta_{2t+1}), B(\beta_{2t+1})) + (N_1, N_2)$$
 (25)

因此,如图2所示,利用最大似然估计得到如下 检测算法:

$$((\hat{A}, \hat{B}), \hat{\theta}) = \underset{(A_s, B_s) \in v, \theta \in \Theta}{\operatorname{argmin}} \{ d(e^{-j\theta}(R'_1, R'_2), (A_s, B_s)) \}$$
(26)

$$d((x_1, y_1), (x_2, y_2)) = \sqrt{|x_1 - x_2|^2 + |y_1 - y_2|^2}$$
(27)

代表矢量间的空间距离。





利用判决得到的差分因子和旋转角度即可恢复 出发射端的第一部分和第二部分比特数据,完成了 检测过程。

4 数值结果及分析

4.1 数值结果

)

这里给出单根接收天线时,采用 BPSK 和 QPSK 星座符号情况下的比特误码率性能曲线。采用 BP-SK 星座符号时,频谱效率由文献[10]中的 1 bit/s·Hz⁻¹提高到1.5 bit/s·Hz⁻¹;采用 QPSK 星座 符号时,频谱效率由文献[10]中的2 bit/s·Hz⁻¹提高 到2.5 bit/s·Hz⁻¹。仿真信道为平坦瑞利衰落信道, 多普勒频移 f_d = 40 Hz,符号周期 T_s = 1×10⁻⁶ s。仿 真结果如图 3 和图 4 所示。由图 3 和图 4 可以看 出,使用该方案后,比特误码率性能有所下降,但是 频谱效率得到了提高。



图 3 采用 BPSK 星座符号及改进后比特误码率性能曲线 Fig.3 Comparison of BER performance using BPSK modulation





图 4 采用 QPSK 星座符号及改进后比特误码率性能曲线 Fig.4 Comparison of BER performance using QPSK modulation

4.2 旋转角度的选择

由前面 BPSK 星座情况下对应的差分系数可以 看出:两组差分系数(0,1),(0,-1),(1,0),(-1,0) 分别成线性关系,且互为相反数。然而,角度集合中 不应该存在两个相位相差 π 的角度。因此,我们可 以在单位圆图的上半单位圆或下半单位圆上进行角 度选择。此时,我们可以定义角度集合

Θ = {0,π/L,2π/L,…,(L-1)π/L} (28)
 那么该角度集合可代表 lb L 个比特数据。因此,此
 时频谱效率为

$$R = 1 + \frac{1}{2} \text{lb } L \text{ bit/s} \cdot \text{Hz}^{-1}$$
 (29)

QPSK 星座符号情况下,可定义角度集合

 $\Theta = \{0, \pi/2L, 2\pi/2L, \cdots, (L-1)\pi/2L\}$ (30) 此时频谱效率为

$$R = 2 + \frac{1}{2} \text{lb } L \text{ bit/s} \cdot \text{Hz}^{-1}$$
 (31)

与文献[10]相比,频谱效率都提高了 $\frac{1}{2}$ lb *L* bit/s·Hz⁻¹。

5 结 论

本文提出了一种采用角度旋转进行 MIMO 差分 检测的方法,通过旋转角度所携带的额外信息获得 更高的频谱效率,改进后,频谱效率提高了 $\frac{1}{2}$ lb *L* bit/s·Hz⁻¹。其中,*L* 代表角度集合的元素个数,通 过选择不同的 *L* 值,可实现不同的频谱效率。同 时,随着频率效率的提高,比特误码率性能有所下 降,这是有效性(传输效率)与可靠性(误码率)的折 衷结果。

参考文献:

- Gesbert D, Shafi M, Shiu D S, et al. Fromtheory to practice: an overview of MIMO Space Time coded wireless systems[J]. IEEE Journal on Select Areas in Communications, 2003, 21(3): 81 302.
- [2] Foschini G J. On the limits of wireless communication in a fading environment when using multiple antennas[J]. Wireless Personal Communications, 1998, 6(3): 311 – 355.
- [3] Foschini G J. Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas[J]. Bell Labs Technical Journal, 1996(2):41 – 59.
- [4] Tarokh V, Jafarkhani H, Calderbank A R. Space-time block coding for wireless communications: performance results[J].
 IEEE Journal on Select Areas in Communications, 1999, 17 (3): 451 - 460.
- [5] Naguib A F, Calderbank R. Space-time coding and signal processing for high data rate wireless communications [J].
 IEEE Signal Processing Magazine, 2000, 17(3):76-92.
- [6] Hughes B L. Differential space-time modulation [J]. IEEE Transcations on Information Theory, 2000, 46(7): 2567 – 2578.
- Hughes B L. Optimal space-time constellations from groups
 [J]. IEEE Transcations on Information Theory, 2003, 49 (2): 401 410.
- [8] Hochwald B M, Marzetta T M. Unitary Space-Time modulation for multi-antenna communications in Rayley flat fading [J]. IEEE Transcations on Information Theory, 2000, 46 (7): 543 – 564.
- [9] Babak Hassibi, Hochwald B M. Cayleydifferential unitary Space-Time codes [J]. IEEE Transcations on Information Theory, 2002, 48(6): 1485 – 1503.
- [10] Tarokh V. A differential detection scheme for transmit diversity[J]. IEEE Journal on Select Areas in Communications, 2000, 18(7): 1169 – 1174.
- [11] Alamouti S M. Asimple transmit diversity technique for wireless communications[J]. IEEE Journal on Select Areas in Communications, 1998, 16(8): 1451 – 1458.

作者简介:

孙德福(1978一),男,黑龙江鸡西人,2008年于电子科 技大学获通信与信息系统专业博士学位,现为工程师,主要 研究方向为宽带无线通信技术。

SUN De – fu was born in Jixi, Heilongjiang Province, in 1978. He received the Ph. D. degree in Communication and Infromation System from University of Electronic Science and Technology of China in 2008. He is now an engineer. His research direction is wideband wireless communications.

Email:sundf@uestc.edu.cn