

## 预编码方案多天线超宽带系统误码率性能计算\*

蔡裕成 蔡国发

(1. 厦门海洋职业技术学院信息系 厦门 361012; 2. 厦门大学通信工程系 厦门 361012)

**摘要:** 多天线技术引入超宽带系统是提高传输质量和抗干扰能力、降低误比特率(BER)的有效方法之一。然而,随着天线数目的增加,硬件成本也随之提高。天线选择技术和优化发射功率能降低硬件成本、复杂度及提高系统性能。若已知全部的发射端信道状态信息(CSI),提出了最大比率发射(MRT)技术和发射天线选择(TAS)技术相结合的超宽带系统。基于信道功率增益最大的天线选择准则,系统选择较好的天线子集( $M_T, 2; M_R$ )工作,并采用MRT技术优化分配所选择的双天线发射功率。仿真结果表明:结合MRT和TAS技术的超宽带系统的误比特率性能都得到了明显改善。

**关键词:** 最大比率发射;发射天线选择;超宽带;模拟空时编码

**中图分类号:** TN92-34 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.5015

Calculate bit error probability of multiple-antennas UWB system  
base on pre-coding scheme

Cai Yucheng Cai Guofa

(1. Department of Information technique, Xiamen Ocean Vocantional College, Xiamen 361012, China;

2. Communication Engineering Department of Xiamen University, Xiamen 361012, China)

**Abstract:** Multiple antennas technique which is introduced into UWB system is an effective method to improve transmission quality, enhance the system performance and decrease the bit error rates (BER). However, the large number of antennas requires lots of expensive hardware. Combining antennas selection and power optimization technique can decrease hardware cost and complexity, and enhance the system performance. In the case of knowing entire channel state information (CSI), in this paper, maximum ratio transmission (MRT) and transmit antennas selection (TAS) technique are introduced at the transmitter. Based on the maximal channel power gain which is adopted as an antennas selection criteria, the better antenna subset ( $M_T, 2; M_R$ ) is always operated on the system, and then the selected double antennas transmit power are allocated by the MRT technique. Simulation results show that the bit error rate (BER) of the UWB system obtain obvious improvement after combining MRT with TAS.

**Keywords:** MRT; TAS; UWB; STC

## 1 引言

超宽带(UWB)技术<sup>[1-3]</sup>作为无线环境下的一种新型的短距离、低功耗、高数据率传输方案而备受人们的广泛关注。与传统的通信系统不同,它不需要载波,是通过发射功率谱密度极低、宽度极窄基带脉冲串来传送信息。在无线室内环境下,由于信道的多径效应而引起的时延弥散,超宽带传输的低功率信号经过多径信道被扭曲从而使接收到的信号产生错误。为了抑制多径衰落和提高超宽带系统数据传输的可靠性、抗干扰性和降低误码率,人们把多天线技术方案引入超宽带系统中,如:文献[4]提出了模拟空时编码,并将其应用于超宽带

系统中,从而提高了系统性能,但同时也增加了系统的复杂度,提高了硬件成本。为了保证高性能和低硬件复杂度,本文将预编码和天线选择技术引入到超宽带系统中,预编码是一种在总功率不变下合理地分配各天线发射功率来达到优化系统性能的技术<sup>[5]</sup>。天线选择利用天线成本远低于RF链路成本同时提高了系统性能的事实,通过选择最佳天线子集工作,它具有低复杂度、低成本和能保留多天线的优点<sup>[6]</sup>。在窄带通信系统中,预编码和天线选择技术的文献比较丰富,如文献[5-6]等,然而在超宽带系统中,基于上述技术的文献比较少,如文献[7]虽然提出了天线选择,但只给出了(2,1;1)系统在LOS下的天线和在NLOS下的天线之间的天线选择的系统性能比

较。文献[8]提出了一种 MIMO-TR-UWB 的发射天线选择算法,其提高了系统性能,缺点是在大量的发射天线,这种天线选择的算法不是很有效。文献[9-11]在 MB-OFDM-UWB 系统中讨论发射天线选择算法,并给出了系统性能比较,然而,这个系统非 IR-UWB 系统范畴。这些文献研究均表明:在充分已知信道状态信息下,天线选择并优化发射功率能极大地改善超宽带系统性能。

在实际的室内信道下,论文将预编码和天线选择两技术融合到多天线超宽带系统中,在发射端采用最大比率发射(MRT)技术使其随着 CSI 自适应分配天线发射功率。论文首先讨论系统信道模型及天线选择算法,推导了 \$(2; M\_R)\$ 多天线超宽带系统,并给出带有预编码的 \$(2; M\_R)\$ 系统的最大似然判决式及系统误码率(BER)的积分式,最后给出应用 MRT 技术确定预编码功率分配因子的表达式。仿真结果表明:若已知全部的 CSI,不论采用发射天线选择技术还是预编码技术都能改善系统性能。

## 2 系统模型

### 2.1 信道模型与天线选择算法

假设多天线超宽带系统的发射端和接收端的天线数目分别为 \$M\_T\$ 和 \$M\_R\$。令发射天线 \$i\$ (\$i = 1, 2, \dots, M\_T\$) 和接收天线 \$j\$ (\$j = 1, 2, \dots, M\_R\$) 的脉冲响应为 \$h\_{ij}(t)\$,那么多天线超宽带信道矩阵 \$M\_R \times M\_T\$ 的 \$\mathbf{H}\$ 为:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1M_T} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2M_T} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{M_R 1} & h_{M_R 2} & \vdots & h_{M_R M_T} \end{bmatrix} \quad (1)$$

IEEE 802.15.3a 采用基于 S-V 室内信道模型基础上的修正模型<sup>[12-14]</sup>。IEEE 模型的信道冲激响应可以表示为:

$$h(t) = X \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^{K(n)} \alpha_{nk} \delta(t - T_n - \tau_{nk}) \quad (2)$$

式中: \$X\$ 是对数正态随机变量,代表信道的幅度增益; \$N\$ 是观测到的簇的数目; \$K(n)\$ 是第 \$n\$ 簇内收到的多径数目; \$\alpha\_{nk}\$ 是第 \$n\$ 簇中第 \$k\$ 条路径的系数; \$T\_n\$ 是第 \$n\$ 簇到达时间; \$\tau\_{nk}\$ 是第 \$n\$ 簇中第 \$k\$ 条路径的时延。

进一步假定信道在一个符号周期内相互独立并且准静态的,因此,在时刻 \$t\$ 第 \$j\$ 根接收信号为:

$$r_j(t) = \sum_{i=1}^{M_T} h_{ij}(t) s_i(t) + n_j(t) \quad (3)$$

其中: \$n\_j(t)\$ 服从零均值,方差为 \$\sigma^2\$ 的加性高斯白噪声。

依据式(3),若完全知道发射端信道状态信息(CSI),能够选择 \$M\$ (\$M \leq M\_T\$) 个发射天线,即 \$(M\_T; M; M\_R)\$。令 \$C\_i\$ 为第 \$i\$ 个发射天线信号信道功率增益为:

$$C_i = \sum_{j=1}^{M_R} |h_{ij}(t)|^2 \quad i = 1, \dots, M_T \quad (4)$$

发射端按降序重新排列 \$C\_i\$,用 \$C\_{(i)}\$ 表示第 \$i\$ 个次序的信道增益大小平方和,有 \$C\_{(1)} \geq C\_{(2)} \geq \dots \geq C\_{(M\_T)}\$,是降序统

计量。因此, \$M\$ 根发射天线的最大化接收功率 \$\{C\_{(1)}, \dots, C\_{(M)}\}\$ 将被选择发射。

### 2.2 \$(2; M\_R)\$ 多天线超宽带系统

系统模型中被选择的两发射天线采用模拟空时编码,如图 1 所示。

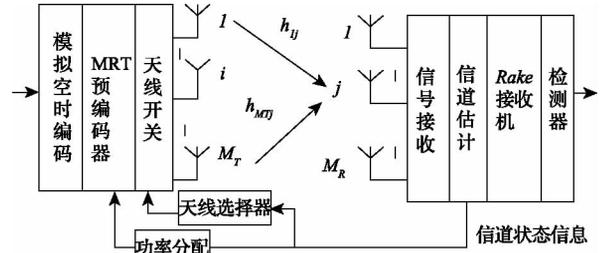


图 1 \$(M\_T, 2; M\_R)\$ 的天线选择系统

定义每个符号的能量为 \$\epsilon\$,具有单位能量的极短脉冲为 \$p(t)\$,即 \$\int p^2(t) dt = 1\$,且其持续时间为 \$T\_p\$,在 \$0.2 \sim 2\$ ns。每个传送符号为 \$s \in \{\pm 1\}\$,其脉冲形成后,在帧持续时间 \$T\_f\$ 内持:

续发射脉冲信息,每个符号发射的脉冲数为 \$N\_f\$,因此,每个符号的持续时间为 \$N\_f T\_f\$。论文采用两个天线发射相同符号(1S/2A) 模拟空时编码方案<sup>[4-7]</sup>。

在每个符号持续时间 \$N\_f T\_f\$ 内,从第 1 个发射天线上传送的信号为:

$$s_1(t) = s \sqrt{\frac{\epsilon}{2N_f}} \sum_{n_f=0}^{N_f-1} (-1)^{n_f} p(t - n_f T_f) \quad (5)$$

而从第 2 个发射天线上传送的信号为:

$$s_2(t) = s \sqrt{\frac{\epsilon}{2N_f}} \sum_{n_f=0}^{N_f-1} p(t - n_f T_f) \quad (6)$$

式中: \$\frac{1}{\sqrt{2}}\$ 是为了保持与单天线发射功率相同, \$p(t)\$ 是高斯二阶函数。

定义 MRT 预编码矩阵为 \$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} \omega\_1 & 0 \\ 0 & \omega\_2 \end{bmatrix}\$,式中: \$\omega\_1\$ 和 \$\omega\_2\$ 为发射天线功率分配因子,并且假定 \$\omega\_1\$ 和 \$\omega\_2\$ 在一个符号持续时间下不变,但能够随着信道状态信息自适应调整,其约束条件为 \$\omega\_1^2 + \omega\_2^2 = 1\$。

假定超宽带通信中最好和第二好的发射天线到第 \$m\$ 根接收天线的脉冲响应分别为 \$g\_{1m}(t)\$ 和 \$g\_{2m}(t)\$。不失分析的一般性,论文采用脉冲数为偶数。根据上述式(1)~(6),编码后的信号通过多径信道到达接收机的第 \$m\$ 根接收天线信号为:

$$y_m(t) = \omega_1 g_{1m}(t) * s_1(t) + \omega_2 g_{2m}(t) * s_2(t) + \eta_m(t) = s \sqrt{\frac{\epsilon}{N_f}} \sum_{n_f=0}^{N_f-1} [\omega_1 (-1)^{n_f} h_{1m}(t - n_f T_f) + \omega_2 h_{2m}(t - n_f T_f)] + \eta_m(t) \quad (7)$$

式中: \$h\_{1m}(t) = g\_{1m}(t) \* p(t)\$, \$h\_{2m}(t) = g\_{2m}(t) \* p(t)\$,

并且 \* 为卷积。

令偶数帧和奇数帧接收到的信号分别为  $y_m(t)$  和  $y_{om}(t)$ , 即:

$$y_m(t) = \sum_{n_f=0}^{\frac{N_f}{2}-1} [y_{om}(t-2n_fT_f) + y_{om}(t-2n_fT_f-T_f)] \quad (8)$$

其中:

$$y_m(t) = s \sqrt{\frac{\epsilon}{N_f}} [\omega_1 h_{1m}(t) + \omega_2 h_{2m}(t)] + \eta_{om}(t)$$

偶数帧

$$y_{om}(t) = s \sqrt{\frac{\epsilon}{N_f}} [\omega_2 h_{2m}(t) - \omega_1 h_{1m}(t)] + \eta_{om}(t)$$

奇数帧

用脉冲形成  $p(t)$  作为参考帧, 具有  $L$  个抽头的 Rake 接收机接收到的信号  $y_m(t)$  与  $L$  个延时的参考波形  $\{p(t - \tau(l))\}_{l=0}^{L-1}$  做相关, 其中  $\tau(0) < \tau(1) < \dots < \tau(L), L \leq T_k$ ,  $T_k$  为信道多径延时。具有  $L$  个抽头的 Rake 接收机第  $m$  根天线接收到的第  $l$  个抽头信号输出为:

$$x_{om}(l) = s \sqrt{\frac{\epsilon}{N_f}} [\omega_1 \partial_{1m}(l) + \omega_2 \partial_{2m}(l)] + \theta_{om}(l) \quad \text{偶数帧}$$

数帧

$$x_{om}(l) = s \sqrt{\frac{\epsilon}{N_f}} [\omega_2 \partial_{2m}(l) - \omega_1 \partial_{1m}(l)] + \theta_{om}(l) \quad \text{奇数帧}$$

数帧

其中:

$$\partial_{om}(l) = \int_0^{T_f} h_{1m}(t) p(t - \tau(l)) dt \quad (n = 1, 2), \theta_{om}(l) =$$

$$\int_0^{T_f} \eta_{om}(t) p(t - \tau(l)) dt, \theta_{om}(l) = \int_0^{T_f} \eta_{om}(t) p(t - \tau(l)) dt。$$

Rake 接收机采用最大比率合并(MRC)后的信号输出可表达为:

$$r_e(n_f) = s \sqrt{\frac{\epsilon}{N_f}} \sum_{m=1}^{M_k} \left\{ \sum_{l=0}^{L-1} [\omega_1 \partial_{1m}(l) + \omega_2 \partial_{2m}(l)]^2 \right\} +$$

$$\sum_{m=1}^{M_k} \epsilon_{om}(n_f) \quad \text{偶数帧}$$

$$r_o(n_f) = s \sqrt{\frac{\epsilon}{N_f}} \sum_{m=1}^{M_k} \left\{ \sum_{l=0}^{L-1} [\omega_2 \partial_{2m}(l) - \omega_1 \partial_{1m}(l)]^2 \right\} +$$

$$\sum_{m=1}^{M_k} \epsilon_{om}(n_f) \quad \text{奇数帧}$$

式中:  $\epsilon_{om}(n_f) = \sum_{l=0}^{L-1} [\omega_1 \partial_{1m}(l) + \omega_2 \partial_{2m}(l)] \theta_{om}(l)$  和  $\epsilon_{om}(n_f) =$

$\sum_{l=0}^{L-1} [\omega_2 \partial_{2m}(l) - \omega_1 \partial_{1m}(l)] \theta_{om}(l)$  是均值为 0 的高斯白噪声变

量, 其方差分别为:  $\sigma_{\epsilon_m}^2 = \sigma^2 \sum_{l=0}^{L-1} [\omega_1 \partial_{1m}(l) + \omega_2 \partial_{2m}(l)]^2$  和

$$\sigma_{\epsilon_m}^2 = \sigma^2 \sum_{l=0}^{L-1} [\omega_2 \partial_{2m}(l) - \omega_1 \partial_{1m}(l)]^2, \forall n_f \in \left[0, \frac{N_f}{2}\right]。$$

把  $N_f$  数据帧  $r_e(n_f)$  和  $r_o(n_f)$  合并起来, 系统接收机的最大似然(ML)判决输出为:

$$z = s \sqrt{N_f \epsilon} \sum_{m=1}^{M_k} \sum_{l=0}^{L-1} [\omega_1^2 \partial_{1m}^2(l) + \omega_2^2 \partial_{2m}^2(l)] +$$

$$\sum_{m=1}^{M_k} \sum_{n_f=0}^{\frac{N_f}{2}-1} [\epsilon_{om}(n_f) + \epsilon_{om}(n_f)] \quad (9)$$

$$\text{令 } \xi_{g_1 m} = \sum_{l=0}^{L-1} \partial_{1m}^2(l), \xi_{g_2 m} = \sum_{l=0}^{L-1} \partial_{2m}^2(l), \text{有:}$$

$$z = s \sqrt{N_f \epsilon} \sum_{m=1}^{M_k} (\omega_1^2 \xi_{g_1 m} + \omega_2^2 \xi_{g_2 m}) +$$

$$\sum_{m=1}^{M_k} \sum_{n_f=0}^{\frac{N_f}{2}-1} [\epsilon_{om}(n_f) + \epsilon_{om}(n_f)] \quad (10)$$

式(9)的高斯白噪声均值为 0, 方差为

$$2\sigma^2 N_f \sum_{m=1}^{M_k} (\omega_1^2 \xi_{g_1 m} + \omega_2^2 \xi_{g_2 m})。$$

由于使用 ML 判决检测器, 可得到误码率表达式<sup>[4]</sup>为:

$$P(c_e | \{\partial_{11}(l), \dots, \partial_{1M_k}(l); \partial_{21}(l), \dots, \partial_{2M_k}(l)\}_{l=0}^{L-1}) =$$

$$Q \left( \sqrt{\frac{\sum_{m=1}^{M_k} (\omega_1^2 \xi_{g_1 m} + \omega_2^2 \xi_{g_2 m})}{2M_R}} \right) \quad (11)$$

式中:  $\rho$  为发射 SNR。

$$Q(x) = \left( \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \right) \int_x^\infty \exp(-\frac{t^2}{2}) dt \text{ 为一个补误差函数。} Q$$

函数为一个减函数, 令  $Z_1 = \sum_{m=1}^{M_k} \xi_{g_1 m} = \sum_{m=1}^{M_k} |g_{1m}(t)|^2, Z_2 =$

$\sum_{m=1}^{M_k} \xi_{g_2 m} = \sum_{m=1}^{M_k} |g_{2m}(t)|^2$ , 只要最大化表达式  $\omega_1^2 Z_1 + \omega_2^2 Z_2$ ,

就可以达到最优的误比特率性能, 则有 MRT 发射天线功率分配因子为:

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{Z_1}{Z_1 + Z_2}}, \omega_2 = \sqrt{\frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}} \quad (12)$$

### 3 仿真结果与讨论

在这部分, 通过 Monte Carlo 方法仿真了系统的误码率性能。论文采用跳时脉冲位置调制(TH-PPM), 采用了 IEEE802.15.3a 的实际室内信道模型 CM1~CM4 中的 CM1, 选择脉冲波形为二次导数的高斯函数:

$$\frac{d^2 p(t)}{dt^2} = (1 - 4\pi \frac{t^2}{\tau^2}) e^{-2\pi^2 t^2 / \tau^2}$$

其参数  $\tau$  为 0.2 ns, 选择功率为 -30 dBm、周期  $T_f$  为 50 ns、帧数  $N_f$  为 2 和  $\Delta$  为 0.5 ns。

在 CM1 信道和 TH-PPM 调制下, 在无天线选择的情况下, 由图 2 可以看出: 采用 MRT 来分配发射天线功率比等比功率(ERT)的系统误码率性能得到明显改善, 如在 BER=10<sup>-3</sup> 时, 在误码率上 MRT 比 ERT 大约有 0.2~0.5 dB 改善; 图 3 和图 4 给出基于 MRT 技术的预编码发射天线选择的 ( $M_T, 2; M_R$ ) 超宽带系统的误比特率性能随  $E_b/N_0$  的变化曲线图, 其中图 3 表示 ( $M_T, 2; 1$ ), 图 4 表示 ( $M_T, 2; 2$ ), 在采用预编码的 MRT 基础上, 有天线选择比无天线选择超宽带系统的误码率性能得到明显改善, 如: 在

(4,2;1)中,在 $BER=10^{-3}$ 时,比MRT的(2;1)改善度约1~1.5 dB;在(4,2;2)中,在 $BER=10^{-3}$ 时,比MRT的(2;2)大约有1~1.5 dB改善。

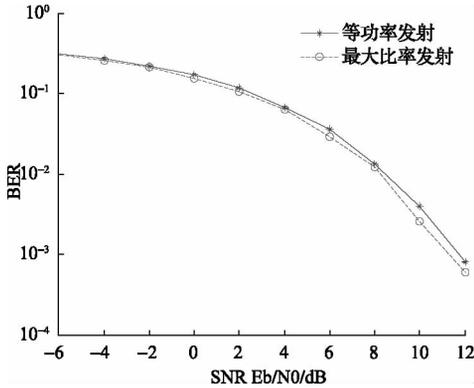


图2 基于MRT的(2;1)系统性能曲线

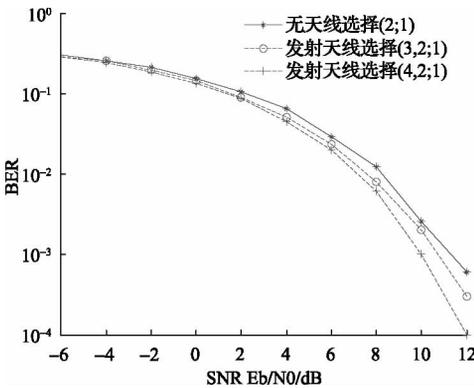


图3 基于MRT的( $M_T, 2;1$ )系统性能曲线

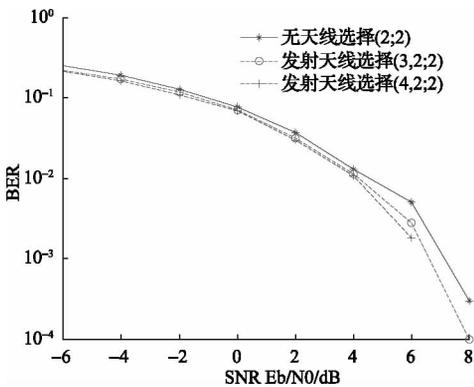


图4 基于MRT的( $M_T, 2;2$ )系统性能曲线

## 4 结 论

发射天线选择和功率分配技术引入超宽带系统中是提高超宽带系统性能的有效手段。论文给出了信道模型及发射天线选择算法,并给出(2;  $M_R$ )多天线超宽带系统性能的

理论分析方法,最后给出所研究系统的BER的积分计算式。根据论文推导的最大似然判决得到的误码率表达式,采用MRT技术对所选的发射天线功率进行优化分配。通过蒙特卡洛仿真方法计算系统误码率,仿真结果表明:在无天线选择的情况下,MRT比ERT的误码性能都有相当改善,如在 $BER=10^{-3}$ 时,MRT比ERT改善度约0.2~0.5 dB。将MRT与天线选择技术相结合,则系统的误码性能就更加明显地改善。

## 参考文献

- [1] 徐湛. 基于稀疏小波变换的超宽带低信噪比信号检测算法[J]. 仪器仪表学报, 2013, 34(4):825-830.
- [2] 许志猛,杨爱东,余轮. 一种TR-UWB信号离散功率谱分量抑制技术[J]. 电子测量与仪器学报, 2013, 27(2):135-139.
- [3] 宿纪民,汪普宏. 一种超宽带相参雷达目标模拟器设计[J]. 国外电子测量技术, 2014, 33(1):65-68.
- [4] YANG L Q, GIANNAKIS G B. Analog space-time coding for multiantenna ultra-wideband transmissions [J]. Communications, IEEE Transactions on, 2004, 52(3):507-517.
- [5] 陈强,庄铭杰. 采用最大比率发射技术的天线选择系统性能研究[J]. 中国电子科学研究院学报, 2009, 4(6):606-610.
- [6] 陈强,庄铭杰. 预编码 Alamouti 方案多天线系统性能研究[J]. 电波科学学报, 2010, 25(3):445-452.
- [7] KAISER T, ZHENG F, DIMITROV E. An overview of ultra-wide-band systems with MIMO [J]. Proceedings of the IEEE, 2009, 97(2):285-312.
- [8] NGUYEN H, ZHENG F, KAISER T. Antenna selection for time reversal MIMO UWB systems [C]. Vehicular Technology Conference, 2009. VTC Spring 2009. IEEE 69th. IEEE, 2009:1-5.
- [9] PENG X M, LIN ZH W, Chin F, et al. Space-Frequency transmit selection for MB-OFDM UWB communication systems with multiple transmit antennas [C]. Ultra-Wideband, 2009. ICUWB 2009. IEEE International Conference on. IEEE, 2009:788-792.
- [10] VITHANAGE C M, PARKER S C J, SANDELL M. Antenna selection with phase precoding for high performance UWB communication with legacy WiMedia multi-band OFDM devices [C]. Communications, 2008. ICC'08. IEEE International Conference on. IEEE, 2008:3938-3942.

(下转第134页)