

# 基于空时块编码和正交脉冲的 MIMO 系统性能研究<sup>①</sup>

赵海军<sup>②\*</sup> 崔梦天<sup>\*\*</sup> 陈宇洋<sup>\*</sup>

(<sup>\*</sup> 西华师范大学计算机学院 南充 637009)

(<sup>\*\*</sup> 西南民族大学计算机科学与技术学院 成都 610041)

**摘要** 为了有效利用脉冲无线电(IR)的短距离、高数据速率以及多输入多输出(MIMO)通信系统的更大容量,提出了一种基于空时块编码(STBC)和正交脉冲的MIMO超宽带(UWB)通信系统。具体实现是通过对标准单输入单输出(SISO)脉冲无线电系统的直接序列超宽带作为多址(MA)技术的IR-MA信号模型以及信道模型、收发器结构和检测方法的分析,提出了一种把空时块编码和正交脉冲相结合的新方法,并采用FS-rake相干接收(CR)和非相干接收(NCR)技术及IEEE UWB信道模型对其获得的空间分集和编码性能进行了研究,从而得到可以相对较好地描述高信噪比时的性能变化趋势的理论上限值。仿真结果表明,这种STBC-IR方案相比于传统的单链路-脉冲无线电(SL-IR)方案,可获得更好的空间分集和编码增益,可用于增加传输距离和减少rake接收机的复杂性,而且在UWB通信中,STBC-IR方案还能很好地消除定时抖动的影响。

**关键词** 空时块编码(STBC), 正交脉冲, 多输入多输出(MIMO)系统, 空间分集, 误码率(BER)

## 0 引言

随着无线通信技术的发展,高速、可靠的无线传输技术得到了广泛研究,从单输入单输出(single-input single-output,SISO)的单链路(single link,SL)系统发展到多输入多输出(multiple-input multiple-output,MIMO)<sup>[1]</sup>系统。MIMO系统通过采用多个发射和多个接收天线,信号通过发射端与接收端的多个天线传输和接收,而且能充分利用空间资源,通过多个天线实现多发多收,在不增加频谱资源和天线发射功率的情况下可以成倍地提高系统信道容量,从而改善通信质量。因而MIMO无线通信系统的性能要优于SISO系统,被视为现代无线通信的核心技术。

## 1 相关研究

图1所示为MIMO系统的典型原理图。MIMO系统发射端通过空时映射将要发送的数据信号映射到多根天线上发送出去,接收端将每根天线接收到的信号进行空时译码,从而恢复出发射端发送的数据信号。根据空时映射方法的不同,MIMO技术大

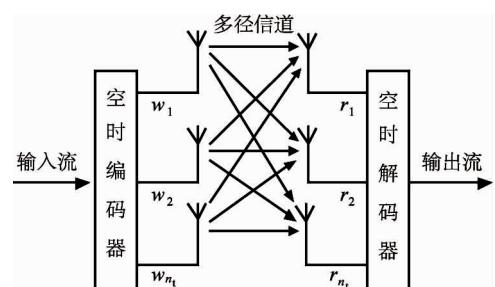


图1 MIMO系统原理图

<sup>①</sup> 国家自然科学基金(61379019),西华师范大学基本科研业务费专项资金(14C002)和南充市科技支撑(15A0068)资助项目。

<sup>②</sup> 男,1966年生,教授;研究方向:网络数据通信及无线通信;联系人,E-mail: zhaohai\_jun@163.com  
(收稿日期:2016-09-20)

致可以分为 2 类:空间分集和空间复用。空间分集是指利用多根发射天线,将具有相同信息的信号通过不同的路径发送出去,同时在接收机端获得同一个数据符号的多个独立信号,从而获得分集提高的接收可靠性。

目前,MIMO 系统中常用的空间分集技术主要是空时编码 (space-time coding, STC) 和波束成形 (beam forming) 技术。空时编码主要有 3 种方式:空时网格码 (space-time trellis codes, STTC)、空时块编码 (space-time block coding, STBC) 和分层空时编码 (layered space-time coding, LSTC)。

脉冲无线电 (impulse radio, IR) 又称为单波段超宽带 (ultra wide-band, UWB), 是一种超宽带扩频信号传输方式, 主要针对基带异步多址接入、短距离、高数据速率的多媒体服务和战术无线通信而设计。UWB 有许多优点:(1) 它在基带传输, 既不需调频也不必经过载波同步处理;(2) 通常情况下, 无线通信系统在通信时需要连续发射载波, 因此要消耗一定电能, 而 UWB 不使用载波, 只是发出瞬间脉冲电波, 也就是直接按 0 和 1 发送出去, 并且在需要时才发送, 所以消耗电能很小;(3) 它能有效减轻多径效应, 抑制阻塞和多用户之间的干扰;UWB 调制采用脉冲宽度在 ns 级的快速上升和下降脉冲, 脉冲覆盖的频谱从直流到 GHz, 不需常规窄带调制所需的射频频率变换, 脉冲成型后可直接送至天线发射。

关于 UWB 系统的 MIMO 体系结构首次由文献[2]提出了一种基于空时块编码 (STBC) 方案的 Alamouti, 并采用 2 根发射天线和 1 根接收天线应用于一个简单的信道模型。文献[3]将文献[2]的结果扩展到一个窄带室内信道模型, 并对其性能进行了评价。这两种方案相比于单链路-脉冲无线电 (SL-IR) 方案来说, 在误码率 (bit error rate, BER) 性能方面都有较大的提高。文献[4]把一个多天线单波段 UWB STBC 系统与正交脉冲相结合, 以此提高数据速率。文献[5]提出了一种 MIMO 系统采用简单地扩展空时块编码分集技术的 MIMO 系统, 它采用沃尔什码来区分各天线发送的数据子流。这种方法在系统带宽一定时, 不降低发送速率, 同时接收

机简单。空间分集增益不受限于接收分集阶数, 并且随发射天线的增加以一定的线性关系增加。文献[6]将空时块编码与嵌入式编码思想相结合, 提出了一种新的嵌入式空频编码。在较低信噪比区域, 嵌入式空频编码比传统的 Alamouti 空频编码具有更高的分集增益, 同时, 在多普勒频移较大的情况下, 相对于 2 发射天线的空时块编码, 具有更好的误码率性能。文献[7]提出了空时块编码系统中基于相关函数的信道估计方法。当输入符号向量的各个元素互不相关时, 接收信号的相关函数有特定的结构, 信道矩阵可以从接收信号的相关矩阵的特征向量中得到。文献[8]采用平行波近似理论, 在单输入单输出超宽带 (SISO-UWB) 双向信道模型的基础上, 提出了一种新的多输入多输出超宽带 (MIMO-UWB) 信道模型, 并把它应用到空时块编码超宽带 (STBC-UWB) 单载波频域均衡系统中。该信道模型可以很好地逼近室内测量信道, 比子信道相互独立的信道模型能更好地评价系统的误码率性能。

本文通过对标准 SISO 脉冲无线电系统的分析, 并基于非相干接收 (non-coherent reception, NCR) 和相干接收 (coherent reception, CR) 以及单波段 UWB 信道模型, 提出了一种新的基于空时块编码和正交脉冲的方案来获得 MIMO 系统的空间分集增益和编码增益, 从解析上确定出了最大可实现的误码率性能的上限值表达式, 并与单链路-脉冲无线电 (SL-IR) 方案进行了比较分析研究。

## 2 SL-IR 系统模型

对于一个单链路 (SL 即 SISO) UWB 通信系统, 在任何给定时间, 一个比特流到达系统的输入, 每个比特通过  $M$  级调制器映射成一个符号。然后, 每个符号又通过脉冲整形器整形为其对应的波形, 这取决于所选取的调制类型和多用户技术。假设符号  $N_s$  的数据包通过一个  $M$  进制正交脉冲位置调制器 ( $T_f = MT_w$ ) 进行编码, 并通过 DS-UWB 通信系统发射, 则在任何时刻  $t$ , 第  $u$  个用户发射的每个符号  $i$  的信号为

$$w_u(t, i) = \sqrt{\frac{\varepsilon_u}{N_f}} \sum_{k=0}^{N_f-1} C_u(k) w(t - ([iM + I_u(i)] N_f + k) T_w) \quad (1)$$

式中,  $w(t)$  为归一化单位能量脉冲 ( $\int_0^T w^2(t) dt = 1$ ),  $\sqrt{\varepsilon_u/N_f}$  为归一化系数,  $i \in \{0, N_s - 1\}$ 。

在一个单波段 UWB 典型环境下, 多普勒频谱是准恒定的, 因此, 传播媒质可以视为一个慢衰落信道, 可以建模为一个有限脉冲响应信号:

$$h(t) = X \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{q=0}^{Q-1} \alpha_{p,q} \delta(t - T_p - \tau_{p,q}) \quad (2)$$

式中  $\alpha_{p,q} = \beta_{p,q} e^{j\theta_{p,q}}$  为具有对数正态分布  $\beta_{p,q}$  的第  $p$  个波簇中电波射线  $q$  的多径增益,  $\theta_{p,q} = 0$  或  $\pi$ ,  $T_p$  为第  $p$  个波簇的第一根电波射线的到达时间,  $\tau_{p,q}$  为第  $p$  个波簇中的第  $q$  根电波射线相对于同一波簇中的第一根电波射线到达时间的时延,  $X = 10^{(Y/20)}$ ,  $Y$  服从正态分布, 其均值为 0dB, 标准偏差为 3dB。考虑同步精确, 则第  $u$  个用户接收到的每个发射符号的信号  $r_u(t, i)$  就是  $w_u(t, i)$  与信道脉冲响应  $h(t)$  的卷积, 再加上一个具有双边功率谱密度  $N_0/2$  的加性高斯噪声  $n(t)$ , 即:

$$r_u(t, i) = X \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{q=0}^{Q-1} \alpha_{p,q} w_u(t - T_p - \tau_{p,q}, i) + n(t) \quad (3)$$

这样, 就可以用非相干接收 (NCR) 和相干接收 (CR) 技术来从接收到的信号中恢复发射符号。

### 3 基于 STBC 和正交脉冲的 MIMO 系统及性能

应用于增量式编码器的正交脉冲是指其  $a$  相、 $b$  相分别能输出矩形脉冲信号, 而且这两个矩形脉冲信号之间的相位相差  $90^\circ$ , 称之为正交。可以利用这种正交脉冲来检测位置。典型的正交脉冲波形如图 2 所示。

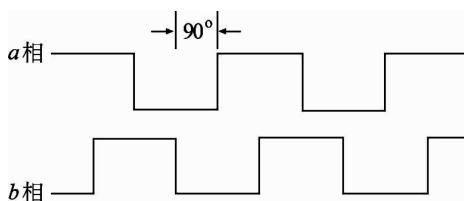


图 2 典型的正交脉冲波形

对于改进的 Hermitian 系列正交脉冲 (modified hermitian pulses, MHP)<sup>[9]</sup> 来说, 每个归一化单位能量脉冲的时域表达式为

$$v_n(t) = \frac{\sqrt{2}(-1)^n T_0^{(n-1)/2}}{(8\pi)^{n/2} \sqrt{n!}} e^{2\pi(\frac{t-T_1}{T_0})^2} \frac{d^n}{dt^n} e^{-4\pi(\frac{t-T_1}{T_0})^2} \quad (4)$$

式中  $n$  为脉冲序列,  $T_0$  为脉冲宽度,  $T_1$  为脉冲中心, 每个归一化单位能量 MHP 的幅度谱为

$$\gamma_n(f) = \frac{\int^n F_0^{(n-1)/2}}{(2\pi)^{n/2} \sqrt{n!}} e^{2\pi((f/2F_0)^2 - jT_1)} \frac{d^n}{df^n} e^{-\pi(f/F_0)^2} \quad (5)$$

式中  $F_0 = 1/T_0$ 。根据文献 [10], 考虑天线失真效应, 通过改进发射机侧每个 MHP 的形状, 接收机侧的每个 MHP 之间的正交性就可以得以保持。

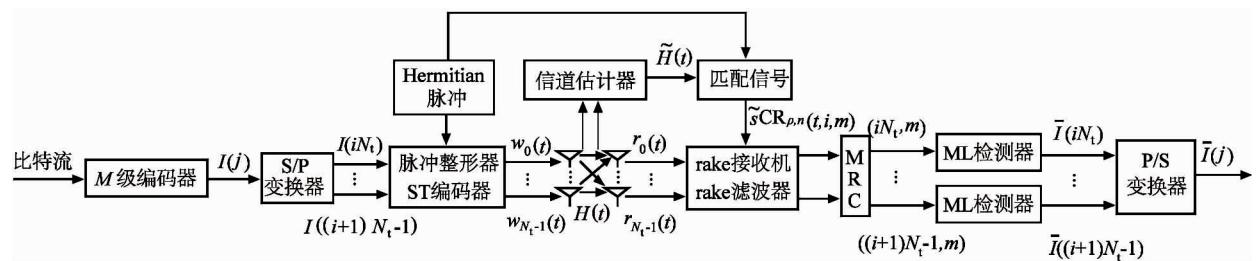
考虑发射天线数为  $N_t$ 、接收天线数为  $N_r$  的 MIMO 对等通信, 符号编码为  $M$  进制的正交脉位调制 (orthogonal pulse position modulation, OPPM), 则本文提出的 STBC-IR 方案的系统模型如图 3 所示。类似于 SL-IR 方案, 首先把比特流映射成符号, 然后把符号流分割成  $N_t$  个子流, 使  $N_t$  个不同符号在  $N_t$  个发射天线上发射; 其次, 每个子符号流通过一个脉冲位置调制 (PPM) 编码器和  $N_t$  个改进的 Hermitian 系列正交脉冲 (MHP) 整形器形成对应的波形  $w_n(t, i)$ , 则第  $n$  个发射天线上发送的信号可表示为

$$w_n(t, i) = \sqrt{\frac{\varepsilon_s}{N_t N_f}} \sum_{l=0}^{N_t-1} \sum_{k=0}^{N_f-1} v_c(t - ([b + I(a)] N_f + k) T_w) \quad (6)$$

式中  $\begin{cases} a = iN_t + c \\ b = (iN_t + l)M \\ c = (N_t - l + n) \bmod N_t \end{cases}$ ,  $I(a)$  为分割操作

前的符号流,  $a$  表示符号流内任意符号的指标,  $b$  决定表示全部信号内  $I(a)$  波形的位置,  $c$  为用于发射  $I(a)$  的 MHP 的顺序,  $n \in \{0, N_t - 1\}$ ,  $i \in \{0, N_s/N_t - 1\}$ ,  $\sqrt{\varepsilon_s/N_f}$  为能量归一化项,  $1/\sqrt{N_t}$  确保总发射功率等于一个 SL 通信系统中的功率。

对每根天线来说, 式(6)给出了编码过程, 表明编码同时在空域和时域进行。而且, 与经典的块编码实现方案<sup>[3]</sup>相比, 经典的块编码方案对于大部分

图 3 采用正交脉冲的单波段 UWB 通信系统空时块编码原理图(发射天数为  $N_t$ , 接收天线数为  $N_r$ )

的发射天线配置( $N_t = 3, 5, 6, 7, \dots$ )来说, 采用的块码长度必须大于  $N_t$ , 而本文提出方案的块码长度始终等于  $N_t$ 。

第  $n$  根发射天线和第  $\rho$  根接收天线之间的每个互不相关信道链路就可以用一个有限脉冲响应信号建模为

$$h_{\rho,n}(t) = X \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{q=0}^{Q-1} \alpha_{\rho,n,p,q} \delta(t - T_{\rho,n,p} - \tau_{\rho,n,p,q}) \quad (7)$$

每根接收天线接收到的信号, 即每个发射符号  $r_\rho(t, i)$  就可以描述为

$$r_\rho(t, i) = X \sum_{n=0}^{N_t-1} \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{q=0}^{Q-1} \alpha_{\rho,n,p,q} \cdot w_n(t - T_{\rho,n,p} - \tau_{\rho,n,p,q}, i) + n_\rho(t) \quad (8)$$

式中,  $n_\rho(t)$  为零均值高斯噪声, 其方差为  $N_0/2$ 。

如果采用 CR 和 DA (data aided) 信道估计, 即要得到每个可能链接的估计信道脉冲响应  $\bar{h}_{\rho,n}(t)$   $= \bar{X} \sum_{f=0}^{F_g-1} \tilde{\alpha}_{\rho,n,f} \delta(t - \tilde{\tau}_{\rho,n,f})$ , 其中  $\tilde{\alpha}_{\rho,n,f}$  为对于第  $n$  根发射天线和第  $\rho$  根接收天线之间的被估计信道脉冲响应的第  $f$  个估计多径增益,  $\tilde{\tau}_{\rho,n,f}$  为相应多径增益的估计时延, 因此在接收机一侧, 就可以根据可能的脉冲序列  $n$  和可能的位置  $m$ , 采用  $N_t$  个 MHP 整形器来生成  $M \times N_t$  个波形:

$$w_n(t, i, l, m) = \sqrt{\frac{1}{N_t N_f}} \sum_{k=0}^{N_f-1} v_n(t - ([b+m]N_f + k)T_w) \quad (9)$$

然后用  $w_n(t, i, l, m)$  来构成向量  $\Omega_n(t, i, m)$  如下:

$$\Omega_n(t, i, m) = [w_n(t, i, 0, m), \dots, w_n(t, i, N_t - 1, m)] \quad (10)$$

为了得到块编码, 把  $\bar{h}_{\rho,n}(t)$  重新表示为  $n$  和  $l$

的函数为

$$\bar{h}_{\rho,n,l}(t) = \bar{h}_{\rho,(\lceil l+n \rceil \bmod N_t)}(t) \quad (11)$$

接下来就可以用  $\bar{h}_{\rho,n,l}(t)$  构成信道脉冲响应向量  $\bar{H}_{\rho,n}(t)$  为

$$\bar{H}_{\rho,n}(t) = [\bar{h}_{\rho,n,0}(t), \dots, \bar{h}_{\rho,n,l}(t), \dots, \bar{h}_{\rho,n,N_t-1}(t)] \quad (12)$$

这样, 就可以通过对  $\bar{H}_{\rho,n}(t)$  的元素进行左循环排列来得到  $\bar{H}_{\rho,n+1}(t)$ 。最后, 利用式(10)和式(12), 就可以得到估计模板波形  $s_{CR\rho,n}(t, i, m)$  如下:

$$\begin{aligned} s_{CR\rho,n}(t, i, m) &= \Omega_n(t, i, m) * \bar{H}_{\rho,n}^T(t) \\ &= \bar{X} \sum_{l=0}^{N_t-1} \sum_{f=0}^{F_g-1} \tilde{\alpha}_{\rho,(\lceil l+n \rceil \bmod N_t), f} \\ &\quad \times w_n(t - \tilde{\tau}_{\rho,(\lceil l+n \rceil \bmod N_t), f}, i, l, m) \end{aligned} \quad (13)$$

式中“\*”表示向量  $\Omega_n(t, i, m)$  和  $\bar{H}_{\rho,n}^T(t)$  的卷积和。如果在  $N_t T_s + \tilde{\tau}_{\max}$  时间内, 每个信号  $s_{CR\rho,n}(t, i, m)$  与每个接收信号  $r_\rho(t, i)$  相关独立, 则每个符号就可以独立解调, 即

$$\Lambda(j, m) = \sum_{\rho=0}^{N_t-1} \int_{(m+iMN_t)N_f T_w}^{(m+1+((i+1)N_t-1)M)N_f T_w + \tilde{\tau}_{\max}} r_\rho(t, i) \times s_{CR\rho,n}(t, i, m) dt \quad (14)$$

式中  $j = iN_t + n$  为实际符号流的发送符号指标。基于全部多径是可分辨的, 则在不存在噪声的情况下, 就可以得到  $\Lambda(j, m)$  的表达式为

$$\begin{aligned} \Lambda(j, m) &= \frac{X^2 \sqrt{\varepsilon_s}}{N_t} \delta(I(j) - m) \sum_{\rho=0}^{N_t-1} \sum_{v=0}^{N_t-1} \\ &\quad \sum_{f=0}^{F_g-1} \tilde{\alpha}_{\rho,v,f}^2 \end{aligned} \quad (15)$$

每个符号的累计噪声方差为

$$\sigma_s^2 = \frac{X^2 N_0}{2 N_t} \sum_{\rho=0}^{N_t-1} \sum_{v=0}^{N_t-1} \sum_{f=0}^{F_g-1} \tilde{\alpha}_{\rho,v,f}^2$$

采用最大似然(maximum-likelihood, ML)方法作

为判决,即

$$\bar{I}(j) = \arg \max_m [\Lambda(j, m)] \quad (16)$$

这样,就可以得到误符号率上限为

$$P_M(I(j) \rightarrow \bar{I}(j) | \alpha_{\rho, v, f}) < M \prod_{\rho=0}^{N_r-1} \prod_{v=0}^{N_t-1} \cdot \prod_{f=0}^{F_g-1} \exp(-X^2 \varepsilon_s \alpha_{\rho, v, f}^2 / 2N_0 N_t) \quad (17)$$

对关于  $\alpha_{\rho, v, f}$  取平均值,就可以得到平均误码率上限为

$$P_b(I(j) \rightarrow \bar{I}(j)) < C \left( \frac{\Gamma(1+K)}{\sqrt{\pi}} \right) \left( \frac{X^2 \varepsilon_s}{2N_0 N_t} \left[ \prod_{\rho=0}^{N_r-1} \prod_{v=0}^{N_t-1} \prod_{f=0}^{F_g-1} e^{2E_{\alpha_{\rho, v, f}}} \right]^{1/N_p N_t F_g} \right)^{-K} \quad (18)$$

这样,就可以得到 CR 情形下的分集增益为

$$N_r N_t K F_g, \text{ 编码增益为 } \frac{X^2}{2N_t} \left( \frac{\Gamma(1+K)}{\sqrt{\pi}} \right)^{-1/K} \left[ \prod_{\rho=0}^{N_r-1} \prod_{v=0}^{N_t-1} \cdot \prod_{f=0}^{F_g-1} e^{2E_{\alpha_{\rho, v, f}}} \right]^{1/N_p N_t F_g}.$$

如果采用 NCR,  $N_r N_t^2$  个模板波形必须在每帧传输之前发送,就可以得到高信噪比 (signal-noise ratio, SNR) ( $\varepsilon_s \gg N_0$ ) 时的平均误码率上限为

$$P_b(I(j) \rightarrow \bar{I}(j)) < C \left( \frac{\Gamma(1+K)}{\sqrt{\pi}} \right) \left( \frac{X^2 \varepsilon_s}{4N_0 N_t} \left[ \prod_{\rho=0}^{N_r-1} \prod_{p=0}^{P-1} \prod_{q=0}^{Q-1} e^{2E_{\alpha_{p, q}}} \right]^{1/N_r N_t P Q} \right)^{-K} \quad (19)$$

根据式(19),就可得到 NCR 情形下的分集增益为  $N_r N_t K P Q$ , 编码增益为  $\frac{X^2}{4N_t} \left( \frac{\Gamma(1+K)}{\sqrt{\pi}} \right)^{-1/K} \left[ \prod_{\rho=0}^{N_r-1} \prod_{v=0}^{N_t-1} \cdot \prod_{p=0}^{P-1} \prod_{q=0}^{Q-1} e^{2E_{\alpha_{p, q}}} \right]^{1/N_r N_t P Q}$ 。

上述理论分析以及得到的式(18)和(19)表明,本文提出的 STBC-IR 方案不仅可以获得较大的发送和接收分集增益,而且还可以得到更小的编码增益。因此,基于每个多径分量的均值和标准偏差,本文提出的 STBC-IR 方案可以得到比 SL-IR 方案更好的性能。

## 4 性能仿真及分析

### 4.1 仿真参数

采用 IEEE UWB 信道模型,包括 CM1 ~ CM4 等

4 种不同情形。CM1 为短距离 (0 ~ 4m) 视距传输, CM2 为相同距离的非视距天线配置, CM3 和 CM4 也为非视距天线配置,但传输距离更远,分别为 4m ~ 10m 和 10m 以上。此外,假设 IEEE UWB 信道模型的信道脉冲响应常数大于 200μs, 每个实现都是统计独立的。其他的假设和参数如下:

(1) 假设在接收机侧,信道估计(采用 CR 时)和同步是精确的;

(2) 假设发射机和接收机相距足够远,这样每个信道连接可视为在空间上是互不相关的;

(3) 用重复增益 10dB 和占空比 6dB 对一个 4-OPPM 进行仿真;

(4) 脉冲设置:对于 SL-IR 方案,考虑高斯脉冲的归一化单位能量的二阶导数,这里:

$$w(t) = \sqrt{\frac{8}{3T_0}} \left( 1 - 4\pi \left( \frac{t-T_1}{T_0} \right)^2 \right) \exp \left( -2\pi \left( \frac{t-T_1}{T_0} \right)^2 \right)$$

对于 STBC-IR 方案,考虑序列为  $n(\{1, 4\})$  的 MHP, 每个脉冲的宽度设置为 0.7ns,  $T_0$  设置为 0.2877ns, 脉冲中心  $T_1$  设置为 0.35ns;

(5) 对于每个 SNR 值, BER 的计算采用 400bit 的数据包, 每个信道至少 100 个实现, 发送 100000bit 或至少 100 误比特被检测。得到的 BER—SNR 曲线的每个点表示对 100 个信道实现中的最佳 90 个求平均值得到;

(6) 在相同数据速率条件下,对 SL-IR 方案和 STBC-IR 方案的性能进行比较;

(7) 每个仿真考虑部分信道脉冲响应, CM1 平均约 18ns, CM2 平均约 22ns, CM3 和 CM4 平均约 32ns。

### 4.2 性能仿真结果及分析

图 4 所示为采用 NCR 和 10 个抽头的 FS-rake CR、CM1 信道和 1 根接收天线时,本文提出的 STBC-IR 方案和 SL-IR 方案的 BER—SNR 性能关系曲线。从图可见,当采用 NCR 时,SL-IR 方案略优于 STBC-IR 方案;这意味着即使 STBC-IR 方案能够得到 2 倍于 SL-IR 方案的分集,但这个分集优势相对于 3dB 损耗(即  $10\log_{10}(N_t)$ ) 和 IPI 的影响,还不足以保持;反之,当采用 CR 且在 BER 为  $10^{-3}$  时,STBC-IR 方案优于 SL-IR 方案大约 2dB。

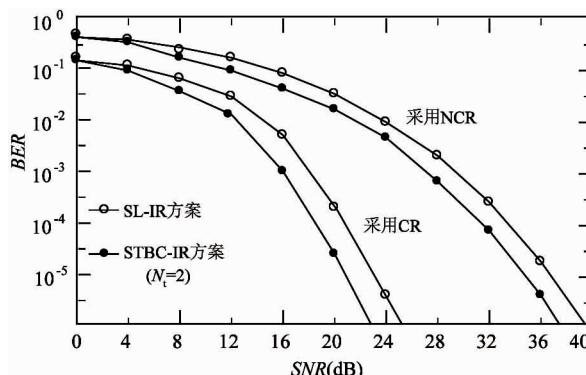


图 4 采用 NCR 和 10 个抽头的 FS-rake CR 时 STBC-IR 和 SL-IR 的 BER—SNR 性能曲线

图 5 所示为采用不同抽头数的 FS-rake CR 时 STBC-IR 和 SL-IR 2 种方案的 BER—SNR 性能曲线，仍考虑 CM1 信道和 1 根接收天线。从图可见，当抽头数较大时，STBC-IR 方案的性能明显优于 SL-IR；而当抽头数较小如  $F_g = 5$  且在较高的 SNR 值如  $SNR > 30$  dB 时，SL-IR 方案的性能略优于 STBC-IR。这是由于较小的抽头数，由 STBC-IR 方案得到的分集不足以抵消 IPI 的影响；但当  $F_g$  增大时，IPI 的影响减小，故 STBC-IR 方案有较好的性能。

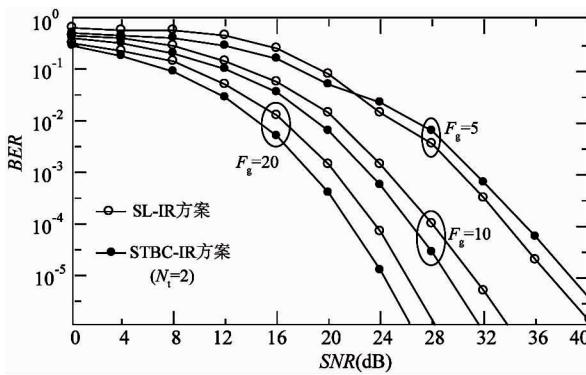


图 5 采用不同抽头数的 FS-rake CR 时 SL-IR 和 STBC-IR 的 BER—SNR 性能曲线

图 6 所示为 STBC-IR 和 SL-IR 2 种方案在 4 种不同信道 CM1 ~ CM4 情形的 BER—SNR 性能曲线，这里仍考虑 10 个抽头的 FS-rake CR 和 1 根接收天线。从图可见，4 种信道情形的性能差别是明显的。每种信道情形下 STBC-IR 方案性能都优于 SL-IR，特别是 CM1 和 CM4，当 BER 为  $10^{-5}$  时，增益大约为 4 dB；还可看到，STBC-IR 方案在 CM2 与 SL-IR 方案

在 CM1 时的性能一样好，因此 STBC-IR 方案可以用于增加发射距离。

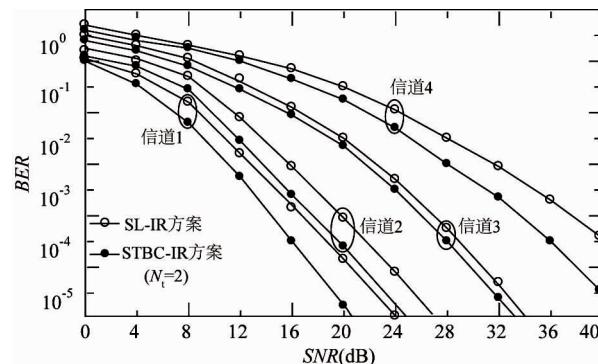


图 6 基于 10 个抽头的 FS-rake CR 和 1 根接收天线时 2 种方案在 4 种不同信道 CM1 ~ CM4 情形的 BER—SNR 性能曲线

图 7 所示为基于 NCR 和 20 个抽头的 FS-rake CR 时 STBC-IR 和 SL-IR 对于定时抖动影响时的 BER—SNR 性能曲线。从图可见，定时抖动对 SL-IR 的性能有很大影响，而 STBC-IR 方案得到的空间分集可以克服这些影响并在较高的 SNR 时保证可接受的性能。因此，空间分集对于处理定时抖动的影响也是一个比较好的方法。

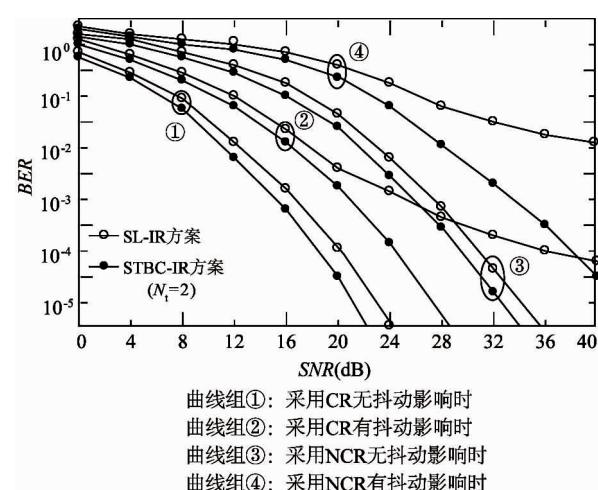


图 7 基于 NCR 和 20 个抽头的 FS-rake CR 和 1 根接收天线时 STBC-IR 和 SL-IR 在定时抖动时的 BER—SNR 性能曲线

## 5 结 论

本文针对多天线超宽带通信系统，提出并实现

了一种基于正交脉冲的 STBC-IR 方案，并采用 FS-rake CR 和 NCR 技术及 IEEE UWB 信道模型对其空间分集增益和编码增益性能进行了研究，得到的理论上限值可以相对较好地描述高 SNR 时的性能变化趋势；同时，通过采用 FS-rake CR 和 NCR 技术，对本文提出的 STBC-IR 方案和 SL-IR 方案在多方面性能的仿真，验证了本文提出的 STBC-IR 方案可获得比 SL-IR 方案更好的空间分集和编码增益，可用于增加传输距离或减少 rake 接收机的复杂性而保持和 SL-IR 方案相同的性能；无论发射天线数目多少，STBC-IR 方案都能保持相同的数据速率，同时也与调制类型和正交脉冲类型无关；而且在 UWB 通信中，STBC-IR 方案能很好地消除定时抖动的影响。

## 参考文献

- [ 1 ] 赵海军,李敏,崔梦天等. 基于 STBC 的 MIMO OFDM 系统中的 I/Q 不平衡及 CFO 的联合均衡策略. 通信学报, 2013,34(11):51-58
- [ 2 ] Yang L, Giannakis G B. Space-time coding for impulse radio. In: Proceedings of IEEE Conference on UWB Systems and Technologies, Baltimore, USA, 2002. 235-240
- [ 3 ] Yang L, Giannakis G B. Analog space-time coding for multiantenna ultra-wideband transmissions. *IEEE Transactions on Communications*, 2004,52(3):507-517
- [ 4 ] Heliot F, Ghavami M, Nakhai M R. Space-time block coding with orthogonal pulses for impulse radio. In: Proceedings of Wireless Personal Multimedia Communications, Yokosuka, Japan, 2003, 2. 517-521
- [ 5 ] 郑夏宇,邱玲,朱近康. MIMO 系统中简单的扩展空时块编码分集技术研究. 电路与系统学报, 2005, 10(4):148-152
- [ 6 ] 石俊峰,张天魁,曾志民. 嵌入式空频块编码. 北京邮电大学学报, 2011,34(增刊):27-30
- [ 7 ] 应忍冬,徐国治. 基于相关函数的空时块编码系统的信道估计. 通信学报, 2007,28(11):76-80
- [ 8 ] 左晓亚,王永生,许家栋等. 一种新的有效 MIMO-UWB 信道模型及其在 STBC-UWB 系统中的应用. 西北工业大学学报, 2011,29(2):305-309
- [ 9 ] Su W F. Ultra wideband signals and systems in communication engineering ( Ghavami M, Michael L B, Kohno R, 2007) [ Book Review ]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2008,25(5):122-123
- [ 10 ] Abreu G T F, Mitchell C, Kohno R. On the orthogonality of hermite pulses for ultra wideband communications systems. In: Proceedings of Wireless Personal Multimedia Communications, Yokosuka, Japan, 2003, 2. 288-291

## A study on the performance of MIMO systems based on space time block coding and orthogonal impulse

Zhao Haijun\*, Cui Mengtian\*\*, Chen Yuyang\*

(\* School of Computer, China-West Normal University, Nanchong 637009)

(\*\* School of Computer Science and Technology, Southwest University for Nationalities, Chengdu 610041)

### Abstract

In order to effectively utilize the short distance, high data rate of impulse radios ( IR ) and the larger capacity of multi-input multi-output ( MIMO ) communication systems, MIMO ultra wide-band ( UWB ) communication system based on space time block coding ( STBC ) and orthogonal impulse was proposed. The specific implementation was made by the analysis of the IR-MA ( multiple address ) signal model and channel model, transceiver structure and detection methods for a standard single-input single-output ( SISO ) impulse radio system based on direct sequence UWB as the multiple access technology. A new method was proposed to combine space time block encoding and orthogonal impulse, and the spatial diversity and encoding performance were obtained by using the technology for FS-rake coherent reception ( CR ) and non-coherent reception ( NCR ) and the IEEE UWB channel model, then the theoretical upper bounds were obtained to describe the performance trends relatively well at high SNR. The simulation results show that the proposed STBC-IR scheme can obtain the better spatial diversity and encoding gain in comparison with the traditional SL-IR scheme, which can be used to increase the transmission distance and reduce the rake receiver complexity. The STBC-IR scheme can effectively eliminate the timing jitter influence in UWB communications too.

**Key words:** space-time block coding( STBC ), orthogonal impulse, multi-input multi-output ( MIMO ) system, spatial diversity, bit error rate ( BER )