

# 时间反转直扩通信系统及性能分析

雷维嘉<sup>1,2</sup>, 邹梦婷<sup>1,2\*</sup>, 雷宏江<sup>1,2</sup>, 唐 宏<sup>1,2</sup>

(1. 重庆邮电大学通信与信息工程学院, 重庆 400065; 2. 重庆邮电大学移动通信技术重庆市重点实验室, 重庆 400065)

**摘要:** 时间反转传输技术的空时聚焦特性能够有效地提升通信系统的性能. 本文设计了一种将时间反转技术应用于直扩通信系统的方案, 并对多径衰落信道下单用户和多用户系统的接收信干噪比、系统容量、误比特率等性能进行了理论分析与仿真验证. 理论与仿真结果表明, 通过时间反转预处理, 直扩通信系统的性能得到了改善, 且优于复杂度较高的多通道 Rake 接收的系统, 且多径数目越多, 优势越明显.

**关键词:** 直接序列扩频; 时间反转; Rake 接收机; 系统容量; 误比特率

**基金项目:** 国家自然科学基金(No.61971080)

**中图分类号:** TN918

**文献标识码:** A

**文章编号:** 0372-2112(2024)01-0069-12

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>

**DOI:** 10.12263/DZXB.20220351

## Time-Reversal DSSS Communication Systems and Performance Analysis

LEI Wei-jia<sup>1,2</sup>, ZOU Meng-ting<sup>1,2\*</sup>, LEI Hong-jiang<sup>1,2</sup>, TANG Hong<sup>1,2</sup>

(1. School of Communication and Information Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China;

2. Chongqing Key Laboratory of Mobile Communications Technology, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

**Abstract:** The space-time focusing characteristics of the time-reversal transmission technology can effectively improve the performance of the communication system. This paper designs a scheme that applies the time-reversal technology to the direct-spread-spectrum (DSSS) communication system. The performance of the system, such as receiving signal-to-interference-noise ratio, system capacity, and bit error rate, is analyzed theoretically and verified by simulation. Theoretical and simulation results show that the performance of the DSSS communication system has been significantly improved through time-reversal preprocessing, and it is better than the system using multi-channel Rake receiver with high complexity, and the more the number of multi-paths, the more obvious the advantage.

**Key words:** direct-spread-spectrum; time-reversal; Rake receiver; system capacity; bit error rate

**Foundation Item(s):** National Natural Science Foundation of China (No.61971080)

### 1 引言

时间反转技术(Time-Reversal, TR)是一种信号预处理技术<sup>[1]</sup>. 在TR通信系统中, 发送端发送的信号在送入信道之前先要经过一个预处理滤波器, 而该滤波器的抽头系数为信道脉冲响应(Channel Impulse Response, CIR)的时间反转和相位共轭. 对于TR预滤波器输出的信号, 多径信道是其匹配滤波器, 因此信号经过TR滤波和信道传输后, 在特定时刻期望接收机

处会出现明显的能量峰值, 而在偏离峰值的时刻能量有明显衰减. 在非目标接收端, 由于信道特性不同, 信道不是发送信号的匹配滤波器, 接收信号的能量峰值要显著低于期望接收机. 这就是TR传输的空域和时域聚焦特性. 虽然TR传输的空时聚焦性使其具有抗多径干扰的特性, 但是码间干扰(Inter Symbol Interference, ISI)并不能被完全消除<sup>[2]</sup>, 通过增加上采样因子, 能以降低系统频谱效率为代价减小ISI<sup>[3]</sup>. 在系统

带宽较大、传输速率高、多径环境复杂时,仍然需要接收端进行适当的均衡,以减轻 ISI 的影响<sup>[4]</sup>. 在多用户场景下,TR 传输的空间聚焦特性使目标接收机处信号的能量峰值要明显高于其他接收机处,可以减轻用户间干扰(Inter User Interference, IUI),降低接收端均衡处理的复杂度<sup>[5-7]</sup>.

直接序列扩频是扩频通信中的主要类型<sup>[8]</sup>,它具有优良的抗外部干扰能力,同时也能很好地对抗多径干扰. 直接序列扩频能够有效对抗干扰的主要原因是扩频伪随机码的相关函数具有尖锐的峰值特性. 在多径信道下,接收端经过相关检测后,与本地伪随机码同步的路径上传输的信号得到加强,而其他路径上传输的信号,也就是多径干扰则被削弱. 直接序列扩频系统只能捕获到一条路径上传输的信号. 如果要利用各个路径上传输的信号来增强信号能量,需要采用拥有多个解扩通道的 Rake 接收机来捕获在多条路径上传输的信号,其实现的复杂度较高. 另外,扩频技术通过将一符号扩展到多个码片上,占用的信道带宽远大于原始信号的带宽. 在单用户通信的场景下,频谱效率很低. 因此,在民用通信系统中需要采用码分多址接入(Code Division Multiple Access, CDMA)等多用户技术来提高频谱效率. 在采用的扩频伪码不是完全正交的情况下,接收端并不能将不同用户的信号完全分离,存在 IUI. IUI 的大小与扩频伪码的互相关特性有关,互相关函数特性越好, IUI 越小.

TR 传输的时间聚焦特性使系统等效传输信道的脉冲响应存在明显峰值,这意味着信号的能量主要集中在等效信道的一条路径上传输. 如果将 TR 预滤波加到直扩通信系统的发送机中,接收机只需要一个与等效信道主传输路径上的伪码同步的解扩通道,就可捕获信号的大部分能量. 而在多用户 CDMA 系统中,TR 的空间聚焦特性能够有效地减少在非目标接收机处的能量泄露,降低 IUI,提高系统容量. 目前,从可检索的文献看,仅有很少的文献对扩频通信系统中的 TR 技术进行了研究. 文献[9]利用 TR 滤波器作为多用户多载波 CDMA 系统接收机的均衡器,并对算法的性能进行了评估. 文献[10]将多通道时间反转技术与直接序列扩频结合起来应用于水声通信中,以抑制低信噪比(Signal to Noise Ratio, SNR)条件下的多径干扰,并通过实验验证方案的有效性. 文献[11]和文献[12]针对水声通信系统,分别提出基于 TR 技术的多进制循环移位键控扩频方案和非线性调频扩频方案,通过降低 ISI 来改善系统的差错率.

已有较多文献针对 TR 无线通信系统进行了研究,

但绝大部分都是针对非扩频系统的,对 TR 扩频系统的研究主要针对水声通信系统. 本文针对多径衰落信道下的直扩单用户和多用户无线通信系统,给出利用 TR 技术来增强系统性能的方案,并对系统的接收信干噪比(Signal to Interference plus Noise Ratio, SINR)、系统和容量、误码性能等系统性能指标进行理论分析,最后通过仿真对时间反转直扩系统的性能进行评估和分析,验证理论推导结果的正确性. 从目前可检索到的文献看,还没有类似的研究成果发表.

## 2 单用户系统模型和性能分析

本节先给出单用户 TR 扩频传输系统的模型,然后对系统性能进行分析. 在性能分析中,先推导出 SINR 的概率密度函数(Probability Density Function, PDF),在此基础上进一步推导系统的遍历容量和采用二进制移相键控(Binary Phase Shift Keying, BPSK)调制时的误比特率(Bit Error Rate, BER)的表达式.

### 2.1 系统模型

单用户下行 TR 扩频传输系统的模型如图 1 所示.

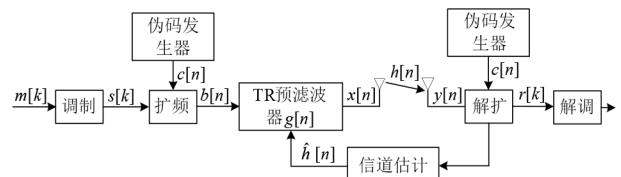


图1 单用户下行链路模型

设二进制信息序列为  $m[k]$ , 经过调制后得到符号序列  $s[k]$ . 本地扩频伪随机码发生器产生周期为  $N$  的伪随机码序列  $c[n]$ . 扩频前, 先将  $s[k]$  的样值速率提升到与伪随机码的速率一致, 即对  $s[k]$  进行上采样:

$$\tilde{s}[n] = s[k], kN \leq n \leq (k+1)N - 1 \quad (1)$$

扩频通过将伪随机码与已调制符号序列  $\tilde{s}[n]$  相乘实现:

$$b[n] = c[n] \times \tilde{s}[n] \quad (2)$$

其中,  $b[n]$  即为扩频后的信号序列, 其均方值  $E[|b[n]|^2] = 1$ .

多径信道的 CIR 表示为

$$h[n] = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \delta[n-l], 0 \leq n \leq L-1 \quad (3)$$

其中,  $L$  为信道路径数,  $h_l$  为信道第  $l$  径的衰落系数. 本文考虑信道为瑞利衰落信道, 系数  $h_l$  为循环对称复高斯随机变量, 其均值为 0, 方差为  $\sigma_l^2$ . 假设估计得到的 CIR 准确, 即  $\hat{h}[n] = h[n]$ . TR 预滤波器的抽头系数为信道

CIR的共轭反转,即

$$g[n] = Gh^*[L-1-n] \quad (4)$$

其中,  $(\cdot)^*$  为共轭运算符,  $G = \left( \sum_{l=0}^{L-1} |h_l|^2 \right)^{-\frac{1}{2}}$  是归一化系数.

扩频后的信号序列经过 TR 预滤波器滤波后送入信道, 发送信号为

$$x[n] = \sqrt{P} \cdot (b * g)[n] \quad (5)$$

其中,  $P$  为发送信号功率, “ $*$ ” 表示卷积运算.

信号经过多径信道传输后, 接收端的信号为

$$y[n] = (x * h)[n] + z[n] = \sqrt{P} \sum_{l=0}^{2L-2} b[n-l](g * h)[l] + z[n] \quad (6)$$

其中,  $z[n]$  是均值为 0、方差为  $\sigma_z^2$  的加性高斯白噪声 (Additive White Gaussian Noise, AWGN). 将式 (6) 中的  $(g * h)[l]$  展开, 得到

$$(g * h)[l] = \sum_{i=0}^{L-1} g[l-i]h[i] = \sum_{i=0}^{L-1} Gh_{L-1-l+i}^* h_i \quad (7)$$

当  $l=L-1$  时,  $(g * h)[L-1] = \sum_{i=0}^{L-1} |h_i|^2$  是各路径输出信号同相叠加, 是  $(g * h)[l]$  的最大值. 对于直扩系统, 需要将本地的扩频伪码序列相较于发送机延时  $L-1$ , 解扩等效信道的第  $L-1$  径上传输的信号, 而其他路径传输的信号为干扰. 解扩操作为接收信号与本地伪随机码序列进行相关运算, 即

$$\begin{aligned} r[k] &= \sum_{n=L-1+kN}^{L-2+(k+1)N} c[n-(L-1)] \times y[n] \\ &= \underbrace{\sqrt{P} \cdot R(0)s[k](g * h)[L-1]}_{\text{期望信号}} \\ &\quad + \underbrace{\sqrt{P} \cdot \sum_{l=0, l \neq L-1}^{2L-2} s[k]R(l-L+1)(g * h)[l]}_{\text{ISI}} \\ &\quad + \underbrace{\sum_{n=L-1+kN}^{L-2+(k+1)N} c[n-(L-1)]z[n]}_{\text{噪声}} \end{aligned} \quad (8)$$

其中,  $R(\cdot)$  为表示扩频伪随机码的自相关函数:

$$R(n) = \sum_{n'=0}^{N-1} c[n']c[n'+n] \quad (9)$$

## 2.2 SINR 概率密度函数和累积分布函数

把式 (7) 代入式 (8) 可得信号功率、符号间干扰功率和信道噪声功率分别为

$$P_{\text{sig}} = PR^2(0) \sum_{l=0}^{L-1} |h_l|^2 \quad (10)$$

$$P_{\text{ISI}} = P \sum_{l=0, l \neq L-1}^{2L-2} R^2(l-L+1) \left| \sum_{r=0}^{L-1} Gh_{L-1-l+r}^* h_r \right|^2 \quad (11)$$

$$P_{\text{noise}} = N\sigma_z^2 \quad (12)$$

解扩后信号的 SINR 为

$$\Gamma = \frac{P_{\text{sig}}}{P_{\text{ISI}} + P_{\text{noise}}} = \frac{PR^2(0)}{P_{\text{ISI}} + N\sigma_z^2} \sum_{l=0}^{L-1} |h_l|^2 \quad (13)$$

由于信道随机时变, SINR 也是随机变量, 而系统容量和 BER 由 SINR 决定, 也是随机变量, 要推导出遍历容量和平均 BER, 需要先得到 SINR 的 PDF. 观察式 (10) 和式 (11) 中信号功率和 ISI 功率的表达式, 可以看到它们不是相互独立的. 同时, ISI 功率部分的组成非常复杂, 因此 SINR 的 PDF 的推导非常困难. 被广泛应用的扩频伪码序列都具有良好的自相关特性, 伪码同步时的  $R^2(0)$  要远大于不同步时的  $R^2(l-L+1)$ . 因此,  $P_{\text{sig}}$  远远大于  $P_{\text{ISI}}$ . 基于此, 本文忽略 ISI 的影响, 改为推导接收 SNR 的 PDF 解析表达式, 后面仿真会表明这种近似带来的误差很小. 忽略 ISI 部分后, SINR 近似为

$$\Gamma \approx \frac{P_{\text{sig}}}{P_{\text{noise}}} = \beta \sum_{l=0}^{L-1} |h_l|^2 \quad (14)$$

其中,  $\beta = \frac{PR^2(0)}{N\sigma_z^2}$ . 令  $Q_l = |h_l|^2$ , 有

$$Q_l = (h_l^{(r)})^2 + (h_l^{(i)})^2 \quad (15)$$

其中,  $h_l^{(r)}$  和  $h_l^{(i)}$  分别表示  $h_l$  的实部和虚部, 是独立同分布的高斯变量, 因此  $Q_l$  服从指数分布, 其 PDF 为<sup>[13]</sup>

$$f_{Q_l}(q_l) = \frac{1}{\sigma_l^2} \exp\left(-\frac{q_l}{\sigma_l^2}\right) \quad (16)$$

$Q_l$  的特征函数为

$$\psi_{Q_l}(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} e^{j\omega q_l} f_{Q_l}(q_l) dq_l = \frac{1}{j\omega\sigma_l^2} \quad (17)$$

由于  $h_l (l=0, 1, \dots, L-1)$  之间是相互独立的, 因此  $Q_l (l=0, 1, \dots, L-1)$  之间也是相互独立的. 记  $V = \sum_{l=0}^{L-1} Q_l$ ,  $V$  的特征函数为

$$\psi_V(\omega) = \prod_{l=0}^{L-1} \psi_{Q_l}(\omega) = \sum_{l=0}^{L-1} \frac{K_l}{1 - j\omega\sigma_l^2} \quad (18)$$

式 (18) 最后一步进行了部分分式展开, 其中  $K_l = \prod_{p=0, p \neq l}^{L-1} \frac{\sigma_p^2}{\sigma_l^2 - \sigma_p^2}$ . 由  $V$  的特征函数可得其 PDF 为

$$f_V(v) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \psi_V(\omega) e^{-j\omega v} d\omega = \sum_{l=0}^{L-1} \frac{K_l}{\sigma_l^2} \exp\left(-\frac{v}{\sigma_l^2}\right) \quad (19)$$

则  $\Gamma = \beta V$  的 PDF 为

$$f_\Gamma(\gamma) = \beta^{-1} f_V(\beta^{-1}\gamma) = \sum_{l=0}^{L-1} \frac{K_l}{\beta\sigma_l^2} \exp\left(-\frac{\gamma}{\beta\sigma_l^2}\right), \gamma \geq 0 \quad (20)$$

接收 SNR 的累积分布函数 (Cumulative Distribution Function, CDF) 为

$$F_r(\gamma) = \Pr\{\Gamma \leq \gamma\} = \sum_{l=0}^{L-1} K_l \left[ 1 - \exp\left(-\frac{1}{\beta\sigma_l^2} \gamma\right) \right], \gamma \geq 0 \quad (21)$$

### 2.3 遍历信道容量

对于直扩系统, 瞬时信道容量为

$$C = \frac{1}{N} \log_2(1 + \gamma) \quad (22)$$

信道容量是 SNR 的函数, 是随信道变化的随机变量, 遍历信道容量为

$$\bar{C} = E[C] = -\sum_{l=0}^{L-1} \frac{K_l}{N} \exp\left(\frac{1}{\beta\sigma_l^2}\right) E_l\left(-\frac{1}{\beta\sigma_l^2}\right) \quad (23)$$

其中,  $E_l(t) = \int_{-\infty}^t \frac{e^t}{t} dt$  为指数积分函数.

### 2.4 BER 分析

BER 是衡量系统性能的重要指标. 当噪声为 AWGN、调制方式为 BPSK 时, 系统的 BER 为

$$P_{\text{eb}}(\gamma) = Q(\sqrt{2\gamma}) \quad (24)$$

其中,  $Q(t)$  是一维高斯  $Q$  函数, 定义为

$$Q(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \exp\left(-\frac{t^2}{2 \sin^2 \theta}\right) d\theta, t \geq 0 \quad (25)$$

衰落信道下, 由于 SNR 随机变化, 因此 BER 为随机变量, 平均 BER 为

$$\begin{aligned} \bar{P}_{\text{eb}} &= E[P_{\text{eb}}(\gamma)] = \int_0^{\infty} Q(\sqrt{2\gamma}) f_r(\gamma) d\gamma \\ &= \sum_{l=0}^{L-1} \frac{K_l}{\pi\beta\sigma_l^2} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \int_0^{\infty} \exp\left(-\left(\frac{1}{\sin^2 \theta} + \frac{1}{\beta\sigma_l^2}\right) \gamma\right) d\gamma d\theta \\ &= \frac{1}{2} \sum_{l=0}^{L-1} K_l \left(1 - \sqrt{\frac{\beta\sigma_l^2}{\beta\sigma_l^2 + 1}}\right) \end{aligned} \quad (26)$$

## 3 多用户系统模型和性能分析

在多用户扩频通信系统中, 通过给每个用户分配不同的扩频伪随机码实现相同时频资源下的多用户通信. 由于现实中使用的多是准正交扩频码, 不可避免地存在 IUI. 在多用户扩频通信系统中, 通过使用 TR 预滤波, 除可以增强接收机的信号强度外, TR 的空间聚焦特性还能降低 IUI. 本节对多用户 TR 扩频传输系统的性能进行理论推导.

### 3.1 系统模型

下行多用户 TR 扩频通信系统的模型框图如图 2 所示.

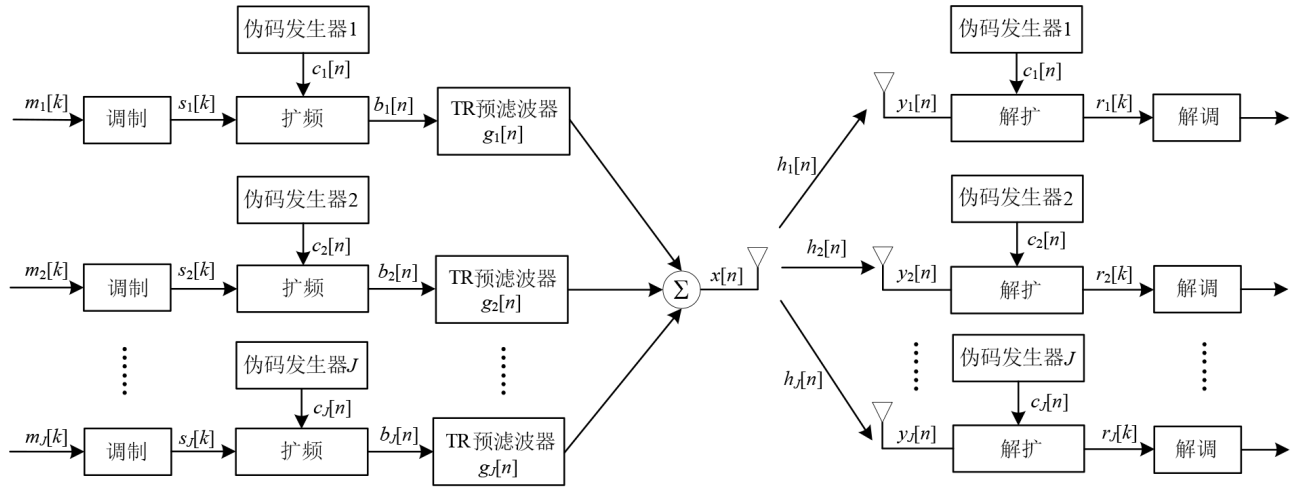


图2 多用户下行链路模型

设系统有  $J$  个用户, 其发送序列分别为  $m_1[k], m_2[k], \dots, m_J[k]$ , 调制后的符号序列为  $s_1[k], s_2[k], \dots, s_J[k]$ . 本地扩频伪随机码发生器产生周期为  $N$  的扩频伪随机码  $c_1[n], c_2[n], \dots, c_J[n]$ .

扩频前, 对  $s_j[k]$  进行上采样:

$$\tilde{s}_j[n] = s_j[k], kN \leq n \leq (k+1)N - 1 \quad (27)$$

其中,  $j=1, 2, \dots, J$ . 扩频时, 将伪随机码与已调制序列相乘:

$$b_j[n] = c_j[n] \times \tilde{s}_j[n] \quad (28)$$

记发送机到用户  $j$  ( $j=1, 2, \dots, J$ ) 的多径信道的 CIR 为

$$h_j[n] = \sum_{l=0}^{L-1} h_{j,l} \delta[n-l] \quad (29)$$

其中,  $L$  为信道路径数,  $h_{j,l}$  为到用户  $j$  多径信道的第  $l$  径的衰落系数. 信道系数  $h_{j,l}$  为循环对称复高斯随机变量, 其均值为 0, 方差为  $\sigma_{j,l}^2$ . 与每个用户信道匹配的 TR 预处理滤波器为

$$g_j[n] = G_j h_j^*[L-1-n] \quad (30)$$

其中,  $G_j = \left( \sum_{l=0}^{L-1} |h_{j,l}|^2 \right)^{-\frac{1}{2}}$  为归一化系数.

发送端, 设  $P$  为发送信号总功率, 发送给每个用户信号的功率为  $P/J$ . 发送端的发送信号为

$$x[n] = \sqrt{\frac{P}{J}} \cdot \sum_{j=1}^J (b_j * g_j)[n] \quad (31)$$

发送信号经过信道传输后, 第  $i$  个用户的接收信号为

$$\begin{aligned} y_i[n] &= (x * h_i)[n] + z_i[n] \\ &= \sqrt{\frac{P}{J}} \cdot \sum_{j=1}^J \sum_{l=0}^{2L-2} (g_j * h_i)[l] b_j[n-l] + z_i[n] \end{aligned} \quad (32)$$

其中,  $z_i[n]$  是均值为 0、方差为  $\sigma_{i,z}^2$  的 AWGN, 且

$$(g_j * h_i)[l] = G_j \sum_{r=0}^{L-1} h_{i,l} h_{j,L-1-l+r}^* \quad (33)$$

当  $i=j$  且  $l=L-1$  时, 式(33)取得最大值. 用户  $i$  将本地扩频伪随机码序列  $c_i[n]$  延时  $L-1$  后与接收信号进行相关运算完成对扩频信号的解扩, 即

$$\begin{aligned} r_i[k] &= \sum_{n=L-1+kN}^{L-2+(k+1)N} c_i[n-(L-1)] y_i[n] \\ &= \underbrace{\sqrt{\frac{P}{J}} s_i[k] R_{ii}(0) (g_i * h_i)[L-1]}_{\text{期望信号}} \\ &\quad + \underbrace{\sqrt{\frac{P}{J}} s_i[k] \sum_{l=0, l \neq L-1}^{2L-2} R_{ii}(l-L+1) (g_i * h_i)[l]}_{\text{ISI}} \quad (34) \\ &\quad + \underbrace{\sqrt{\frac{P}{J}} \sum_{j=1, j \neq i}^J \sum_{l=0}^{2L-2} s_j[k] R_{ij}(l-L+1) (g_j * h_i)[l]}_{\text{IUI}} \\ &\quad + \underbrace{\sum_{n=L-1+kN}^{L-2+(k+1)N} s_i[n-(L-1)] z_i[n]}_{\text{噪声}} \end{aligned}$$

其中,  $R_{ii}(\cdot)$  表示用户  $i$  的扩频伪随机码的自相关函数,  $R_{ij}(\cdot)$  表示用户  $i$  与用户  $j$  的扩频伪随机码的互相关函数, 定义为

$$R_{ij}(n) = \sum_{n'=0}^{N-1} c_i[n'] c_j[n'+n] \quad (35)$$

### 3.2 SINR 的概率密度函数和累积分布函数

将式(33)代入式(34)中可得各个部分的功率为

$$P_{\text{sig}} = \frac{P}{J} R_{ii}^2(0) \sum_{l=0}^{L-1} |h_{i,l}|^2 \quad (36)$$

$$P_{\text{ISI}} = \frac{P}{J} \sum_{l=0, l \neq L-1}^{2L-2} R_{ii}^2(l-L+1) \left| \sum_{r=0}^{L-1} G_j h_{i,r} h_{i,L-1-l+r}^* \right|^2 \quad (37)$$

$$P_{\text{IUI}} = \frac{P}{J} \sum_{j=1, j \neq i}^J \sum_{l=0}^{2L-2} R_{ij}^2(l-L+1) \left| \sum_{r=0}^{L-1} G_j h_{i,r} h_{j,L-1-l+r}^* \right|^2 \quad (38)$$

$$P_{\text{noise}} = N \sigma_{i,z}^2 \quad (39)$$

用户  $i$  解扩后信号的 SINR 为

$$\Gamma_i = \frac{P_{\text{sig}}}{P_{\text{ISI}} + P_{\text{IUI}} + P_{\text{noise}}} \quad (40)$$

与第 2 节单用户时的分析类似, 相较于信号功率, ISI 部分的功率非常小, 可以忽略, 但 IUI 功率不能忽略, 用户  $i$  的 SINR 近似为

$$\Gamma_i \approx \frac{P_{\text{sig}}}{P_{\text{IUI}} + P_{\text{noise}}} \quad (41)$$

由于各用户信道是随机时变的, 因此 SINR 是随机变量, 下面先推导 SINR 的 PDF. 记用户  $i$  的 SINR 表达式的分子部分为  $P_i^{(1)} = P_{\text{sig}}$ , 分母为  $P_i^{(2)} = P_{\text{IUI}} + P_{\text{noise}}$ , 采用与上节单用户时完全类似的推导方法, 可得 SINR 分子部分(即信号功率)的 PDF 为

$$f_{P_i^{(1)}}(p_i^{(1)}) = \sum_{l=0}^{L-1} \varepsilon_{i,l} \exp\left(-\frac{p_i^{(1)} J}{PR_{ii}^2(0)\sigma_{i,z}^2}\right) \quad (42)$$

其中,  $\varepsilon_{i,l} = \frac{K_l J}{PR_{ii}^2(0)\sigma_{i,z}^2}$ . SINR 分母部分的组成更加复杂, 将  $P_i^{(2)}$  进一步展开并以实部、虚部的形式表示得

$$P_i^{(2)} = \frac{P}{J} \sum_{j=1, j \neq i}^J \sum_{l=0}^{2L-2} R_{ij}^2(l-L+1) (T_{j,l}^2 + M_{j,l}^2) + N \sigma_{i,z}^2 \quad (43)$$

其中,  $T_{j,l}$  和  $M_{j,l}$  具体为

$$T_{j,l} = G_j \sum_{r=0}^{L-1} (h_{i,r}^{(e)} h_{j,L-1-l+r}^{(r)} + h_{i,r}^{(i)} h_{j,L-1-l+r}^{(i)}) \quad (44)$$

$$M_{j,l} = G_j \sum_{r=0}^{L-1} (h_{i,r}^{(e)} h_{j,L-1-l+r}^{(r)} - h_{i,r}^{(i)} h_{j,L-1-l+r}^{(i)}) \quad (45)$$

令  $V_i = \frac{P}{J} \sum_{j=1, j \neq i}^J \sum_{l=0}^{2L-2} R_{ij}^2(l-L+1) (T_{j,l}^2 + M_{j,l}^2)$ , 即 SINR 中的 IUI 功率部分, 其中,  $R_{ij}^2(l-L+1)$  的值为确定的常数. 将  $V_i$  即 IUI 功率部分近似看作指数分布, 其均值为

$$E[V_i] = \frac{P}{J} \sum_{j=1, j \neq i}^J \sum_{l=0}^{2L-2} E\left[R_{ij}^2(l-L+1) (T_{j,l}^2 + M_{j,l}^2)\right] \quad (46)$$

由式(44)和式(45)易知  $E[T_{j,l}^2] = E[M_{j,l}^2]$ , 且

$$\begin{aligned} E[T_{j,l}^2] &= E\left[\left(G_j \sum_{r=0}^{L-1} (h_{i,r}^{(e)} h_{j,L-1-l+r}^{(r)} + h_{i,r}^{(i)} h_{j,L-1-l+r}^{(i)})\right)^2\right] \\ &\approx \frac{\sum_{r=0}^{L-1} (\sigma_{i,r}^2 \sigma_{j,L-1-l+r}^2)}{2 \sum_{l=0}^{L-1} (\sigma_{j,l}^2)} \end{aligned} \quad (47)$$

进一步, 有

$$E[V_i] \approx \frac{P}{J} \frac{\sum_{j=1, j \neq i}^J \sum_{l=0}^{2L-2} R_{ij}^2(l-L+1) \sum_{r=0}^{L-1} (\sigma_{i,r}^2 \sigma_{j,L-1-l+r}^2)}{\sum_{l=0}^{L-1} (\sigma_{j,l}^2)} \quad (48)$$

为书写简便,记  $E[V_i] = \alpha$ . 由于将  $V_i$  近似看作指数分布的随机变量,则 SINR 表达式即式(41)中分母的 PDF 为

$$f_{p_i^{(2)}}(p_i^{(2)}) = \begin{cases} \frac{1}{\alpha} \exp\left(-\frac{x - N\sigma_{i,z}^2}{\alpha}\right), & x > N\sigma_{i,z}^2 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (49)$$

接收 SINR 的式(41)中分子与分母不是相互独立的,要推导其准确的 PDF 非常困难,这里将分子和分母相互独立处理,这样处理会带来一定的误差. 由概率论的相关知识可知,若两个独立的随机变量  $X$  和  $Y$  的概率密度分别为  $f_X(x)$  和  $f_Y(y)$ ,则  $Z = \frac{Y}{X}$  的 CDF 为

$$\begin{aligned} F_Z(z) &= P\left(\frac{Y}{X} \leq z\right) \\ &= \int_{-\infty}^0 \int_{zx}^{+\infty} f_Y(y) dy f_X(x) dx \\ &\quad + \int_0^{+\infty} \int_{-\infty}^{zx} f_Y(y) dy f_X(x) dx \end{aligned} \quad (50)$$

对 CDF 求导可得随机变量  $Z$  的 PDF 为

$$f_Z(z) = \frac{dF_Z(z)}{dz} = \int_{-\infty}^{+\infty} |x| f_Y(xz) f_X(x) dx \quad (51)$$

根据式(51),由信号功率和干扰功率的 PDF 的表达式即式(42)和式(49),可得用户  $i$  接收 SINR 的近似 PDF 为

$$f_{r_i}(\gamma_i) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha \varepsilon_{i,l} \exp\left(-\frac{\sigma_{i,z}^2 \gamma_i J}{PN\sigma_{i,l}^2}\right) \left(\frac{1 + \rho_{i,l} N\sigma_{i,z}^2}{\rho_{i,l}^2}\right) \quad (52)$$

其中,  $\rho_{i,l} = \frac{\gamma_i J}{PR_{ii}^2(0)\sigma_{i,l}^2} + \frac{1}{\alpha}$ ,  $l=0, 1, 2, \dots, L-1$ . 进一步得到其接收 SINR 的 CDF 为

$$F_{r_i}(\gamma_i) = \int_0^{\gamma_i} \sum_{l=0}^{L-1} \alpha \varepsilon_{i,l} \exp\left(-\frac{\sigma_{i,z}^2 \gamma_i J}{PN\sigma_{i,l}^2}\right) \left(\frac{1 + \rho_{i,l} N\sigma_{i,z}^2}{\rho_{i,l}^2}\right) d\gamma_i \quad (53)$$

### 3.3 遍历信道容量分析

在获得 SINR 的 PDF 后,就可推导遍历容量的表达式. 记用户  $i$  的瞬时 SINR 为  $\gamma_i$ ,该用户信道的遍历容量为

$$\begin{aligned} \bar{C}_i &= E[C] \\ &= \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{L-1} \frac{K_l J}{PR_{ii}^2(0)\sigma_{i,l}^2 \alpha} \\ &\quad \times \int_0^{+\infty} \log_2(1 + \gamma_i) \left(\frac{1 + \rho_{i,l} N\sigma_{i,z}^2}{\rho_{i,l}^2}\right) \exp\left(-\frac{\sigma_{i,z}^2 \gamma_i J}{PN\sigma_{i,l}^2}\right) d\gamma_i \end{aligned} \quad (54)$$

系统遍历和容量为

$$\bar{C} = \sum_{i=1}^J \bar{C}_i \quad (55)$$

### 3.4 BER 分析

噪声为 AWGN、调制方式为 BPSK 下的 BER 如式(24)

所示. 多用户场景下,用户接收信号中 IUI 部分为其他用户发送的信号经过随机信道后的叠加,虽然每个用户发送的不是高斯分布的随机信号,但在用户数足够多的情况下,根据中心极限定理,可以将 IUI 部分作高斯随机变量处理,就可以应用 AWGN 下的 BER 公式计算瞬时的 BER. 用户  $i$  的瞬时 BER 为  $P_{\text{cb}}(\gamma_i) = Q\left(\sqrt{2\gamma_i}\right)$ ,对 SINR 求数学期望,用户  $i$  的平均 BER 为

$$\begin{aligned} \bar{P}_{\text{cb}}(\gamma_i) &= \int_0^{+\infty} Q\left(\sqrt{2\gamma_i}\right) f_{r_i}(\gamma_i) d\gamma_i \\ &= \sum_{l=0}^{L-1} \varepsilon_{i,l} \int_0^{+\infty} Q\left(\sqrt{2\gamma_i}\right) \exp\left(-\frac{\sigma_{i,z}^2 \gamma_i J}{PN\sigma_{i,l}^2}\right) \left(\frac{1 + \rho_{i,l} N\sigma_{i,z}^2}{\rho_{i,l}^2}\right) d\gamma_i \end{aligned} \quad (56)$$

式(56)中的积分不能得到解析的表达式,也不能用其他函数表示,这里利用 Jensen 不等式给出平均 BER 的一个下界. 由 Jensen 不等式可知,对于随机变量  $X$  的下凸函数  $W$ ,有

$$E[W(X)] \geq W(E[X]) \quad (57)$$

分析可知,式(56)给出的  $\bar{P}_{\text{cb}}(\gamma_i)$  是一个下凸函数,故有平均 BER 的下界为

$$\begin{aligned} \bar{P}_{\text{cb}} &\geq \bar{P}_{\text{cb}}^{\text{lower}} \\ &= Q\left(\sqrt{2E[\gamma_i]}\right) \\ &= Q\left(\sqrt{\frac{2PR_{ii}^2(0)}{P\alpha + JN\sigma_{i,z}^2} \sum_{l=0}^{L-1} \sigma_{i,l}^2}\right) \end{aligned} \quad (58)$$

## 4 信道估计误差的影响

在信道估计存在偏差的情况下,TR 预滤波器的脉冲响应不再是 CIR 严格的共轭反转,本节分析多用户系统接收信号中各个部分的平均功率来说明信道估计误差对系统性能的影响.

估计得到的、存在误差的信道路径衰落系数可以描述为

$$\hat{h}_{i,l} = \sqrt{1-\zeta} h_{i,l} + \sqrt{\zeta} e_{i,l} \quad (59)$$

其中,  $\zeta(0 \leq \zeta < 1)$  为误差因子;  $e_{i,l}$  为信道估计误差,是高斯随机变量,与  $h_{i,l}$  有相同的均值 0 和方差  $\sigma_{i,l}^2$ ;  $h_{i,l}$  与  $e_{i,l}$  之间相互独立,进一步有

$$E\left[\sum_{l=0}^{L-1} |\hat{h}_{i,l}|^2\right] = \sum_{l=0}^{L-1} (1-\zeta) E\left[|h_{i,l}|^2\right] + \zeta E\left[|e_{i,l}|^2\right] = \sum_{l=0}^{L-1} \sigma_{i,l}^2 \quad (60)$$

各用户预处理滤波器的脉冲响应为

$$g_j[n] = \frac{\hat{h}_j^*[L-1-n]}{\sqrt{\sum_{l=0}^{L-1} |\hat{h}_{j,l}|^2}} \quad (61)$$

由此得

$$E \left[ \left| (g_j * h_i)[n] \right|^2 \right] \approx \frac{E \left[ \sum_{l=0}^{L-1} \left( \left| \hat{h}_{j,L-1-n+l} h_{i,l} \right|^2 + \sum_{\substack{r=0 \\ r \neq l}}^{L-1} \hat{h}_{j,L-1-n+l} h_{i,l} \hat{h}_{j,L-1-n+r} h_{i,r} \right) \right]}{E \left[ \sum_{l=0}^{L-1} \left| \hat{h}_{j,l} \right|^2 \right]} \quad (62)$$

定义  $P_{\text{IUI}} = P_{\text{IUI}_{\text{mid}}} + P_{\text{IUI}_{\text{side}}}$ , 其中,  $P_{\text{IUI}_{\text{mid}}}$  表示由主径  $(g_j * h_i)[L-1]$  产生的干扰功率,  $P_{\text{IUI}_{\text{side}}}$  表示由其他径产生的干扰功率, 结合式(36)~(39)可得接收信号各个部分的平均功率分别为

$$E[P_{\text{sig}}] = \frac{P}{J} R_{ii}^2(0) \frac{\sum_{l=0}^{L-1} \left( \sigma_{i,l}^4 + (1-\zeta) \sum_{r=0, r \neq l}^{L-1} \sigma_{i,r}^2 \sigma_{i,l}^2 \right)}{\sum_{l=0}^{L-1} \sigma_{i,l}^2} \quad (63)$$

$$E[P_{\text{ISI}}] = \frac{P}{J} \frac{\sum_{l=0, l \neq L-1}^{2L-2} R_{ii}^2(l-L+1) \sum_{r=0}^{L-1} \sigma_{j,L-1-l+r}^2 \sigma_{i,r}^2}{\sum_{l=0}^{L-1} \sigma_{i,l}^2} \quad (64)$$

$$E[P_{\text{IUI}_{\text{mid}}}] = \frac{\frac{P}{J} R_{ij}^2(0) \sum_{j=1, j \neq i}^J \sum_{l=0}^{L-1} \left( \sigma_{i,l}^2 \sigma_{j,l}^2 + (1-\zeta) \sum_{r=0, r \neq l}^{L-1} \sigma_{i,l} \sigma_{j,l} \sigma_{i,r} \sigma_{j,r} \right)}{\sum_{l=0}^{L-1} \sigma_{j,l}^2} \quad (65)$$

$$E[P_{\text{IUI}_{\text{side}}}] = \frac{P}{J} \frac{\sum_{j=1, j \neq i}^J \sum_{l=0, l \neq L-1}^{2L-2} R_{ij}^2(l-L+1) \sum_{r=0}^{L-1} \sigma_{j,L-1-l+r}^2 \sigma_{i,r}^2}{\sum_{l=0}^{L-1} \sigma_{j,l}^2} \quad (66)$$

观察式(63)~(66)可以发现, 信道估计误差对 ISI 的平均功率以及非主径产生的 IUI 平均功率没有影响. 而信号的平均功率和由主径产生的 IUI 平均功率与  $\zeta$  成反比, 随着  $\zeta$  的增加, 二者的值会降低. 从物理意义上看, 信道估计误差导致 TR 滤波器与信道的匹配程度下降, 导致空间和时间聚集效果削弱, 目标接收机处的 SINR 降低.

## 5 仿真结果和分析

本节通过计算机仿真的方式对理论分析的结果进行验证, 并通过仿真不同参数下的系统容量和 BER 对时间反转扩频系统的性能进行分析. 仿真中, 信道为 Rayleigh 衰落信道, 信道带宽  $B = 10$  MHz. 若无特别说明, 多径数  $L = 10$ , 每径的衰落系数为零均值的复高斯

随机变量, 方差为

$$\sigma_l^2 = \frac{\eta e^{-lT_d/\sigma_T}}{\sum_{l=0}^{L-1} e^{-lT_d/\sigma_T}}, \quad 0 \leq l \leq L-1 \quad (67)$$

其中,  $\eta$  为大尺度衰落系数, 仿真中设为 1,  $\sigma_T = 2/B = 20 \mu\text{s}$  为均方时延扩展, 符号周期  $T_s = 1/B = 10 \mu\text{s}$ . 与 Rake 接收进行了 BER 性能的仿真对比, 接收通道数分别为 3, 5, 7. Rake 接收机在进行信号接收合并时采用最大比合并.

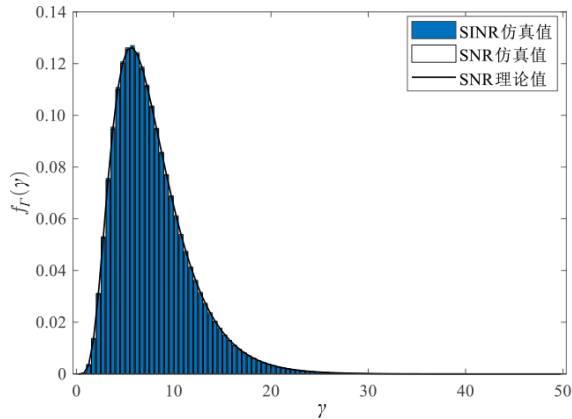
### 5.1 单用户系统

本节给出单用户系统下 SNR 的 PDF、系统和容量与 BER 的仿真结果, 扩频伪码是  $m$  序列, 其伪码周期  $N = 2^r - 1$ ,  $r$  为移位寄存器的级数, 自相关值为

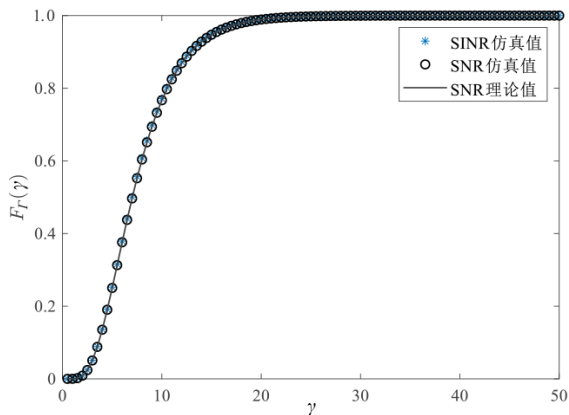
$$R(n) = \begin{cases} N, & n = 0 \\ -1, & n \neq 0 \end{cases} \quad (68)$$

首先验证单用户场景下 SNR 的 PDF 和 CDF 理论分析结果的正确性. 设发送功率为  $P = 1$  W, 发送功率与噪声功率的比值  $P/\sigma_z^2 = -6$  dB, 扩频伪码为周期  $N = 31$  的  $m$  序列. 仿真时, 根据信道的分布特性随机产生了  $10^4$  组信道样本, 按照图 1 模型进行信号的传输, 统计每个信道样本下的接收 SNR 以及 SINR 值. 把区间  $[0, 50)$  以步长为  $\Delta = 0.5$  划分为 100 个小区间,  $[50, +\infty)$  作为另一个区间, 统计 SNR 和 SINR 样本值落在在这 101 个小区间的次数, 得到落入各小区间的比率, 再除以步长即可得到 PDF 的仿真值. CDF 的仿真值是不大于对应值的 SNR 和 SINR 样本的数量与总样本数的比值. 理论值由式(20)和式(21)计算得到, 结果如图 3 所示. 仿真结果表明, SNR 理论 PDF 和 CDF 曲线和仿真得到的 SNR 经验 PDF 和 CDF 曲线重合, 验证了推导的正确性.

图 4 给出了不同伪码周期时系统遍历容量的仿真结果. 伪码周期分别为 31, 63, 127, 由于信道带宽不变, 不同伪码周期的码片速率是一样的, 都是 10 Mchip/s. 图中, 横坐标  $P/\sigma_z^2$  为发送功率与噪声方差的比值. 仿真时, 随机产生了  $10^4$  组信道样本, 模拟图 1 信号传输过程, 得到各信道样本下的接收 SINR 值, 然后根据信道容量的公式计算容量, 所有信道样本下的平均值就是平均容量. 理论值由式(23)计算得到. 可以看出, 基于接收 SINR 的系统容量仿真值与基于 SNR 推导出的理论值非常贴合, 这再次验证了理论推导中忽略 ISI 的合理性; 当伪码周期增加时, 理论值与仿真值的曲线的差异减小, 这是由于伪码周期增大, 扩频增益变大, 忽略 ISI 对接收 SINR 近似的影响越小. 另外, 扩频过程将一个符号扩展到  $N$  个码片上传输, 在信道带宽不变的情况下, 虽然信息符号速率下降为未扩频时的  $1/N$ , 但能获得  $N$  倍的 SNR 扩频增益. 由于系统容量与符号速率为线性关系, 与 SNR 为对数关系, 所以扩频伪码周期增



(a) PDF



(b) CDF

图3 单用户系统接收SINR的PDF、CDF

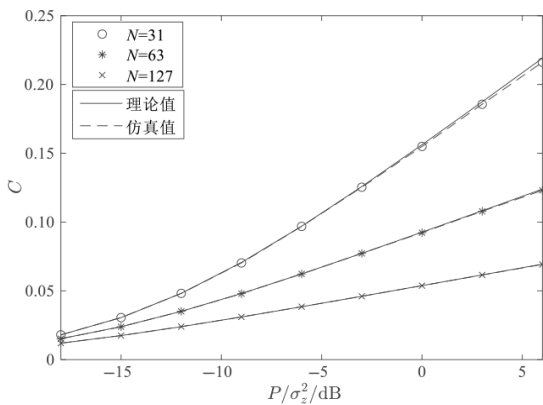


图4 不同伪码周期下的容量

大时,系统容量是减少的.

图5给出了不同伪码周期长度下BPSK调制时BER仿真值与理论值的对比. 仿真中,按信道分布特性随机产生信道样本,每个信道样本下传输100个比特信息. 每个 $P/\sigma_z^2$ 点下,当错误的比特数达到 $10^3$ 时停止仿真. 可以看出,仿真值与理论值几乎完全重合,这说明理论推导正确. 扩频伪码周期越大,BER越低. 这是因为伪

码周期越长,扩频增益越大,接收SNR越高,从而BER越低.

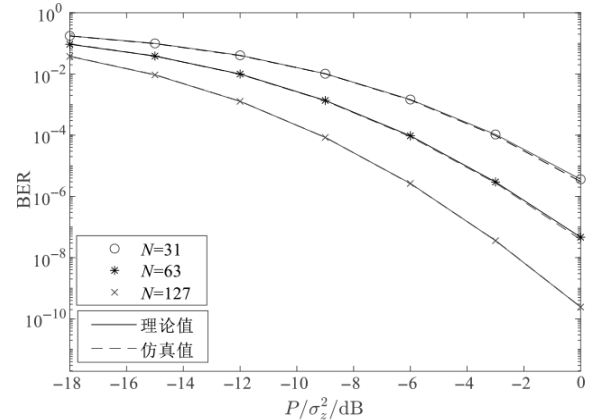


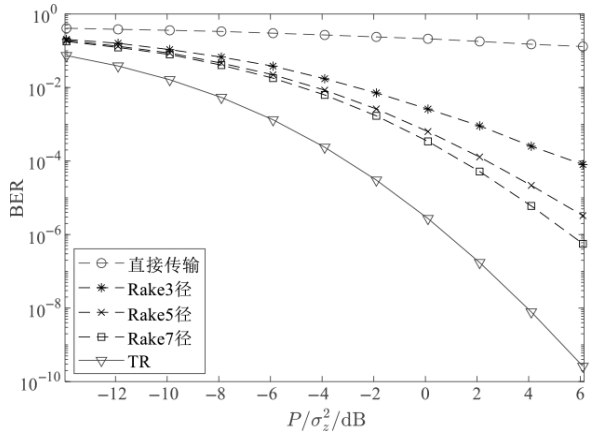
图5 不同伪码周期下的BER

图6仿真了本文给出的TR预处理方式、无TR预处理的直接传输方式与无TR预处理但采用了Rake接收的传输方式的BER的比较结果. 由于本文的TR预处理系统的理论值与仿真值吻合,故给出的是理论值,另外两种方式给出的是仿真值. 可以看出,采用Rake接收的性能优于直接传输方式,且Rake接收的通道数越多,性能越好,且前三径的捕获对系统性能提高尤为明显. 捕获径数从5升到7后,其性能提高就会变小,这是由于信道中各路径的衰减是随着时延的增加呈指数增长的. 本文给出的TR预处理传输方式的BER还要低于Rake接收方式的BER,这说明TR预处理的时间聚焦特性非常明显.

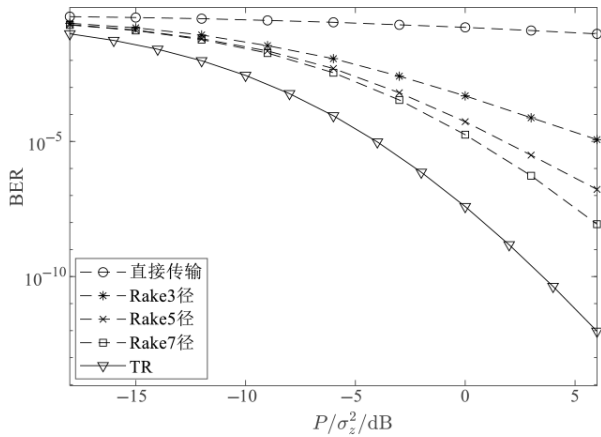
图7给出了信道路径数 $L=10$ 与 $L=30$ 时直接传输、Rake接收以及TR方案下的BER对比. 路径数增加会使ISI变得严重,BER的值变大. Rake接收时BER下降的原因是信道的所有路径的方差值之和是归一化的,路径数较少的信道在接收端利用Rake接收捕获相同的径数时,捕获到的能量较大. 对于TR方案则不同,路径数的增加能获得更高的分集增益,这说明了TR方案在多径环境丰富的场景下更具优势.

## 5.2 多用户系统

本节给出多用户系统SINR的PDF、系统和容量与BER的仿真结果. 仿真中,扩频伪码为Gold序列,伪码周期为31的Gold序列由生成多项式 $f_1(x)=x^5+x^2+1$ ,  $f_2(x)=x^5+x^4+x^2+x+1$ 生成的m序列优选对产生,互相关值为三值函数,具体为 $\{-1, -9, 7\}$ ;伪码周期为63的Gold序列由生成多项式 $f_1(x)=x^6+x+1$ ,  $f_2(x)=x^6+x^5+x^2+x+1$ 生成的m序列优选对产生,互相关函数值为 $\{-1, -17, 19\}$ ;伪码周期为127的Gold序列,由生成多项式 $f_1(x)=x^7+x^3+1$ ,  $f_2(x)=x^7+x^3+x^2+x+1$ 生成的m序列优选对产生,互相关函数值为 $\{-1, -17, 19\}$ . 影响



(a)  $N=31$



(b)  $N=63$

图6 TR与其他方案的BER对比 $L=10$

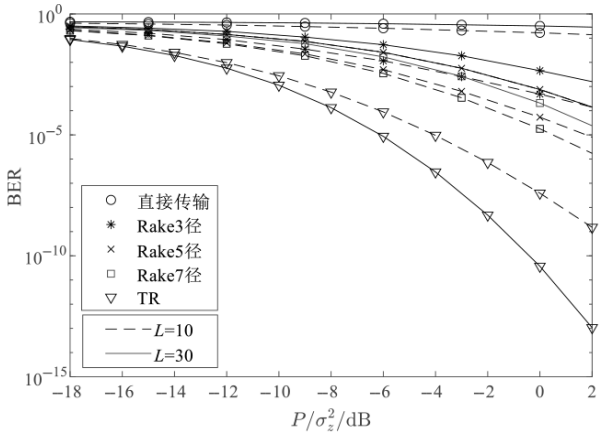
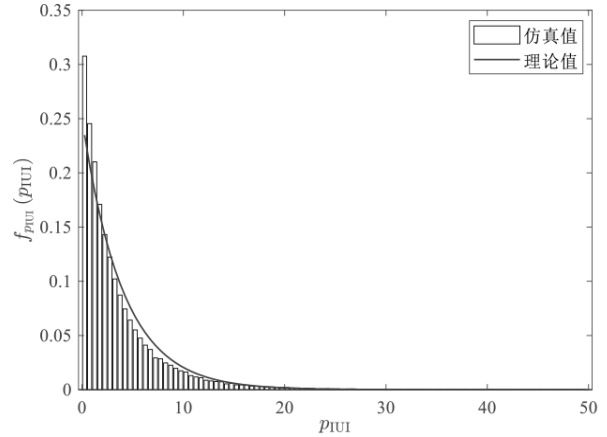


图7 不同多径数目下的BER( $N=63$ )

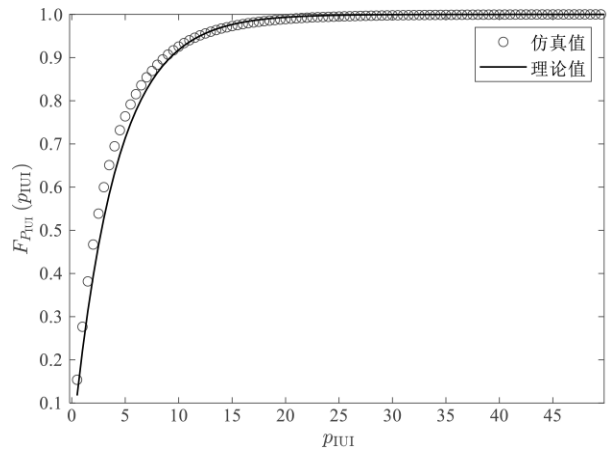
IUI功率大小是伪码同步相关值的前后 $L-1$ 个值。

在给出SINR的PDF和CDF的理论推导的验证前,图8先给出IUI功率的PDF和CDF的仿真,以佐证将IUI功率看作指数分布的合理性。仿真时,采用的伪码周期为63的Gold序列,用户数目 $J$ 为6,发送功率为 $P=$

1 W,发送功率与噪声功率的比值 $P/\sigma_{i,z}^2 = -3$  dB. 随机产生 $6 \times 10^3$ 组信道样本,按照图2的模型进行传输,统计各个信道样本下的IUI的功率,用 $p_{IUI}$ 表示,理论值由式(49)得到。



(a) PDF

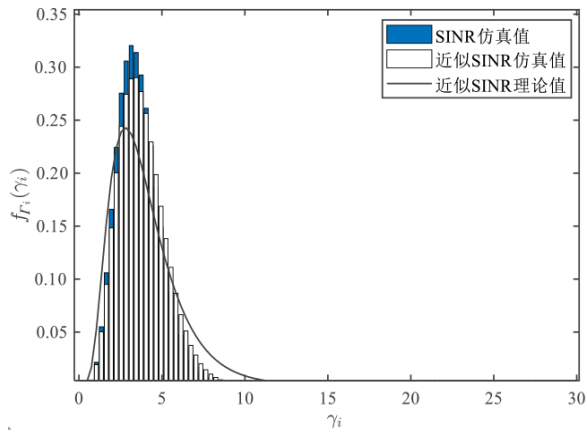


(b) CDF

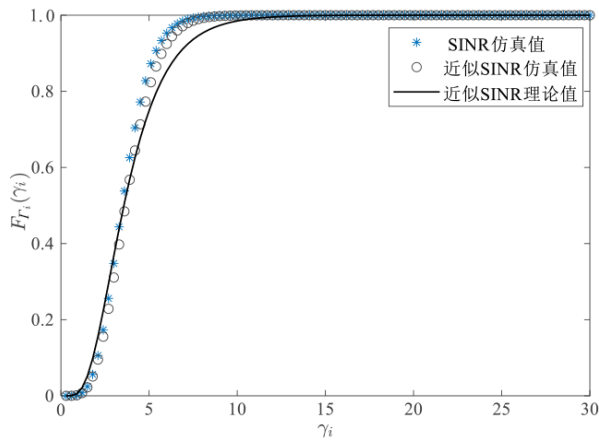
图8 IUI功率的PDF和CDF

接下来,对SINR的PDF和CDF的理论推导进行验证。PDF仿真中采用伪码周期为63的Gold序列,用户数目 $J$ 为6,发送功率与噪声功率的比值 $P/\sigma_{i,z}^2 = -3$  dB. 仿真中分别给出了包含ISI和不包含ISI的SINR,PDF和CDF的仿真结果,如图9所示,图中分别标识为“SINR仿真值”和“近似SINR仿真值”。观察仿真结果可以看到,忽略ISI后CDF和PDF出现轻微的偏差,这个偏差比单用户时要大一点,这是因为单用户时采用的扩频码为m序列,其自相关特性要优于多用户时采用的Gold序列。但这个偏差依然很小,ISI仍然是可以忽略的。

图10和图11给出了系统和容量的仿真值与理论



(a) PDF



(b) CDF

图9 多用户系统SINR的PDF和CDF

值,仿真值是基于真实的接收SINR得出的.图10为不同用户数目时的系统遍历和容量,其中伪码周期为 $N=63$ .可以看到理论曲线与仿真曲线在低 $P/\sigma_{i,z}^2$ 时较为吻合,而在高 $P/\sigma_{i,z}^2$ 区域有少许偏差,这是由于理论推导得到SINR的PDF表达式是一个近似表达式,理论系统遍历和容量是基于该近似PDF推导得到的.观察不同用户数目时系统和容量,可以看到多用户系统能获得更高的频谱效率,但增加不是线性的,这是因为仿真中采用的扩频码不是正交码,存在IUI,且用户数目增加,IUI增大.图11为不同伪码周期下系统和容量的仿真值与理论值,其中用户数 $J=6$ .在传输带宽不变的情况下,扩频后信息符号的速率下降为 $1/N$ ,扩频比越高,信息速率越低,虽然扩频后SINR得到增强,但系统容量与SINR是对数关系,与符号速率为线性关系,因此系统容量随着 $N$ 的增加而减小,但减小不是线性的.另外,伪码周期越大,理论与仿真值的曲线的差异越小,这是由于扩频增益增大,ISI以及IUI部分对接收SINR的影响减小.

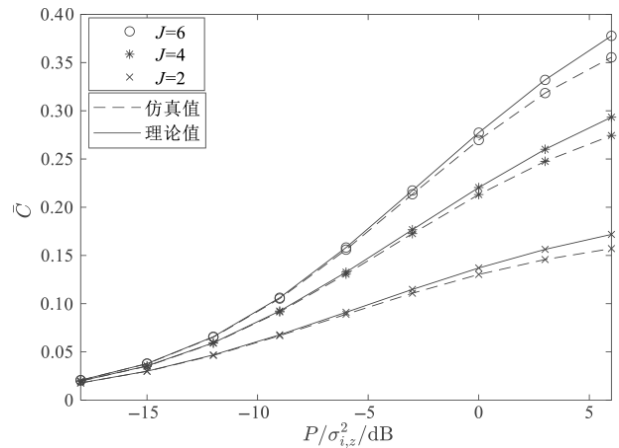
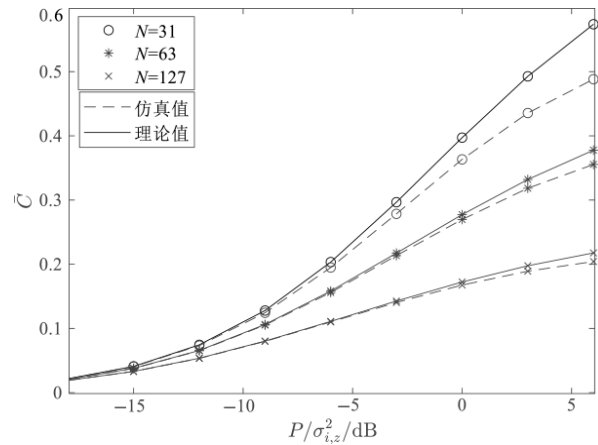
图10 不同用户数目系统容量, $N=63$ 图11 不同伪码周期系统容量( $J=6$ )

图12给出了多用户系统的BER仿真结果,以及理论的下限值.可以看到二者间有一定的差异,原因有两个:一是理论推导的就是下界,从理论上讲低于实际值;二是在SINR的PDF的推导中进行了近似,而下界的推导是基于该近似PDF进行的.虽然下界与仿真值间存在差异,但随 $P/\sigma_{i,z}^2$ 变化的趋势是一致的,可以作为BER性能的一个估计.

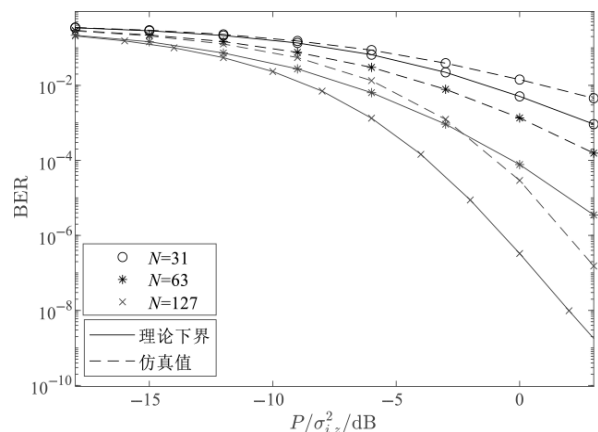
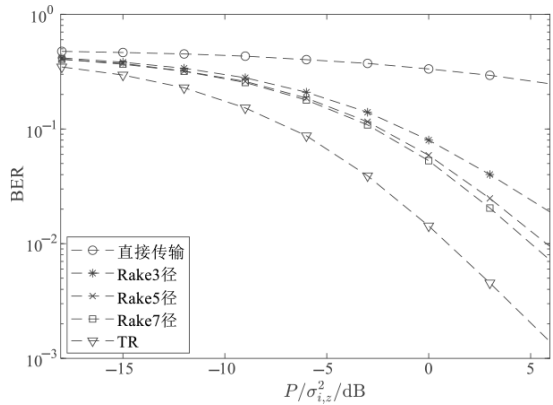
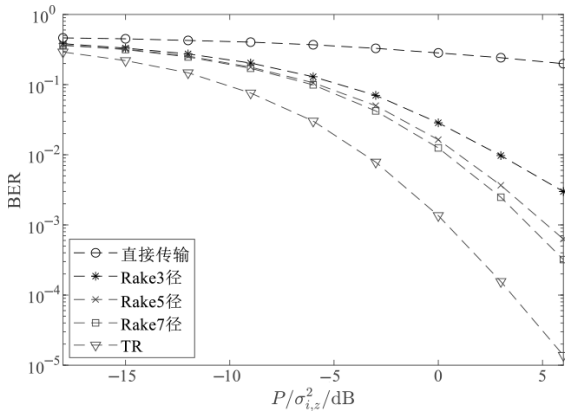
图12 BER的仿真值与理论下界( $J=6$ )

图 13 给出了不同伪码周期下不同方案 BER 的仿真结果. 可以看出, 直接传输系统的 BER 最高, 采用 Rake 接收后 BER 有明显下降, 且随着接收通道数的增加, BER 不断降低. 本文提出的 TR 预滤波方案的 BER 最低, 即使是相较于有 7 个接收通道的 Rake 接收机, BER 也有 1~2 个数量级的优势.



(a)  $N=31$



(b)  $N=63$

图 13 TR 与其他方案的 BER 对比 ( $J=6, L=10$ )

图 14 给出了扩频码周期  $N=63$ 、用户数  $J=6$  时, 路径数  $L=10$  和  $L=30$  时 BER 性能的比较. 可以发现, 直接传输和 Rake 接收都是路径数更多时, BER 性能更差. 原因分析如下. (1) 仿真中, 不论路径数为多少, 信道各路径的方差之和是固定为 1 的, 因此路径数增加时, 单条路径的增益是下降的. 直接传输和 Rake 接收都只是捕获固定数量的路径上的信号能量. 当信道路径数增加时, 捕获的能量就会减少. (2) 路径数增加时, ISI 和 IUI 增加. 而本文给出的 TR 预处理方式则完全相反, 路径数越多, BER 性能反而更好. 这是因为 TR 预处理系统中, 所有路径上传输的能量会集中到等效信道的主径上, 空时聚焦特性会随信道路径数的增加而提高. 这也说明 TR 方案在多径丰富环境的多用户系统中对系统

性能的改善效果更加明显.

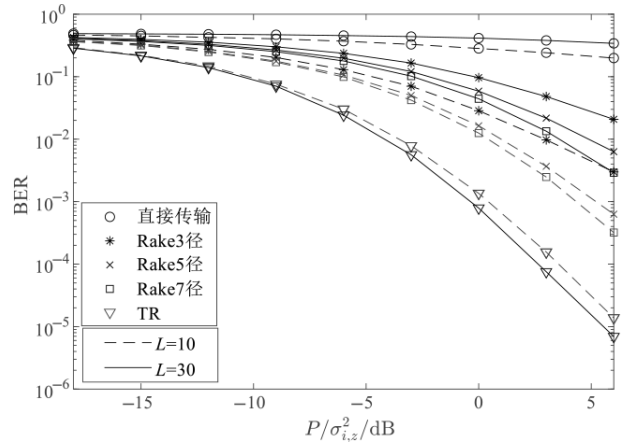


图 14 不同路径数时的 BER ( $N=63, J=6$ )

### 5.3 信道估计误差的影响

本节给出多用户系统存在信道估计误差时平均 SINR 与 BER 的仿真结果. 仿真中, 扩频伪随机码为周期  $N=31$  的 Gold 序列, 用户数  $J=4$ . 信道参数设置与前面的仿真相同. 仿真中每个用户的信道样本数为  $10^4$ , 信道估计误差因子  $\zeta$  分别为 0, 0.1, 0.2, 0.3 (0 即没有误差).

图 15 为平均 SINR 的仿真结果. 从图中可看出, 随着信道估计误差因子的增加, 平均 SINR 下降, 这是由于发送机的 TR 预滤波器是根据其获得的 CIR 设置的. 当 CIR 信息存在误差时, TR 预滤波器输出的波形与信道不是完美匹配的, 目标接收机处的信号功率下降, 导致 SINR 下降. 另外, 接收机处的信号功率和干扰功率都是随发送功率的增加而增加的. 当干扰功率大于噪声功率后, 系统成为干扰受限系统, SINR 随发送功率增加的速度逐渐下降, 最终趋于饱和. 图 16 为不同信道估计误差因子下采用 BPSK 调制时 BER 的仿真结果. 与 SINR 随着误差因子  $\zeta$  的增加而减小相对应, BER 随  $\zeta$  的增加而升高.

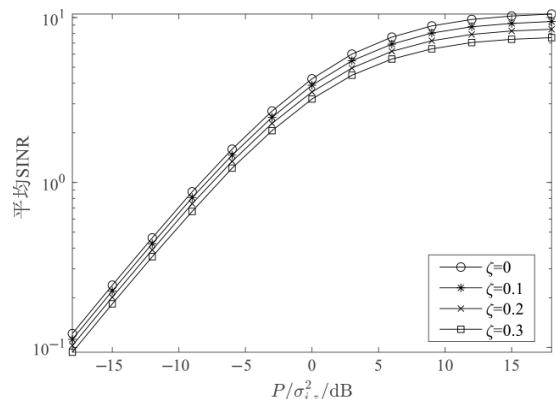


图 15 不同信道估计误差因子时的 SINR

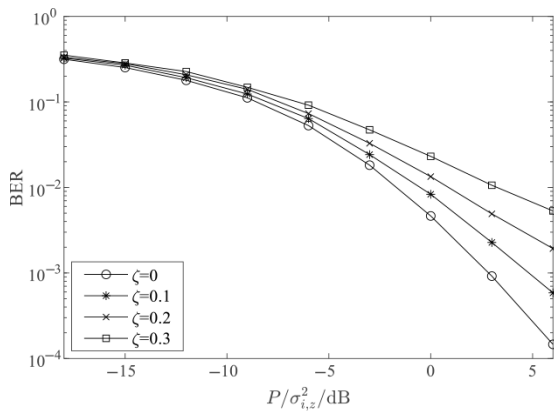


图16 不同信道估计误差因子时的BER

## 6 结论

本文将TR预滤波技术应用于直扩通信系统,提高多径信道下直扩通信系统的性能.给出了TR预滤波在单用户和多用户直扩系统中的应用方案,理论推导了单用户和多用户系统中SINR的PDF和CDF表达式,在此基础上推导了遍历系统容量和误码率.另外,还分析了信道估计误差对系统性能的影响.通过仿真的方式对理论分析的结果进行了验证.仿真结果表明,采用TR预滤波方式的性能要明显优于Rake接收方案,且多径数量越多,性能优势越明显,而系统的复杂度则明显低于Rake接收方案.信道估计误差影响TR滤波器与信道的匹配程度,导致聚焦效果下降,SINR降低.

### 参考文献

- [1] CHEN Y, HAN F, YANG Y H, et al. Time-reversal wireless paradigm for green Internet of Things: An overview [J]. IEEE Internet of Things Journal, 2014, 1(1): 81-98.
- [2] WANG B B, WU Y L, HAN F, et al. Green wireless communications: A time-reversal paradigm[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2011, 29(8): 1698-1710.
- [3] LEI W J, YAO L. Performance analysis of time reversal communication systems[J]. IEEE Communications Letters, 2019, 23(4): 680-683.
- [4] STROHMER T, EMAMI M, HANSEN J, et al. Application of time-reversal with MMSE equalizer to UWB communications[C]//IEEE Global Telecommunications Conference, 2004 - GLOBECOM'04. Piscataway: IEEE, 2005: 3123-3127.
- [5] HAN F, YANG Y H, WANG B B, et al. Time-reversal division multiple access over multi-path channels[J]. IEEE Transactions on Communications, 2012, 60(7): 1953-1965.
- [6] HAN Y, CHEN Y, WANG B B, et al. Time-reversal massive multipath effect: A single-antenna "massive MIMO" solution[J]. IEEE Transactions on Communications, 2016,

64(8): 3382-3394.

- [7] MOKH A, KHAYATZADEH R, DE ROSNY J, et al. Indoor experimental evaluation of ultra-wideband MU-MISO TRDMA[C]//2021 IEEE 93rd Vehicular Technology Conference (VTC2021-Spring). Piscataway: IEEE, 2021: 1-5.
- [8] 田日才. 扩频通信[M]. 北京: 清华大学出版社, 2007: 13-76.  
TIAN R C. Spread Spectrum Communication[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2007: 13-76. (in Chinese)
- [9] YUVAPOOSITANON P, SUWANNAJAN S. A time-reversal-based space-time block coded blind adaptive MC-CDMA receiver[C]//2009 6th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology. Piscataway: IEEE, 2009: 1155-1158.
- [10] 周跃海, 李芳兰, 陈楷, 等. 低信噪比条件下时间反转扩频水声通信研究[J]. 电子与信息学报, 2012, 34(7): 1685-1689.  
ZHOU Y H, LI F L, CHEN K, et al. Research on time reversal spread spectrum underwater acoustic communication under low SNR[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2012, 34(7): 1685-1689. (in Chinese)
- [11] ZHOU F, LIU B, NIE D H, et al. M-ary cyclic shift keying spread spectrum underwater acoustic communications based on virtual time-reversal mirror[J]. Sensors, 2019, 19(16): 3577.
- [12] LIU S Z, ZUBERI H H, LOU Y, et al. M-ary nonlinear sine chirp spread spectrum for underwater acoustic communication based on virtual time-reversal mirror method [J]. EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, 2021, 2021(1): 1-20.
- [13] GRIMMETT G, STIRZAKER D. Probability and Random Processes[M]. 4th Edition. New York: Oxford University Press, 2020: 158-293.

### 作者简介



雷维嘉 男,1969年生,云南元谋人.博士.教授.主要研究方向为无线和移动通信技术.  
E-mail: leiwj@cqupt.edu.cn



邹梦婷 女,1998年生,河南南阳人.硕士研究生.主要研究方向为无线通信.  
E-mail: 2321760356@qq.com