

MC-CDMA中PTS副信息盲检测方法

但黎琳, 肖悦, 李少谦

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室 成都 610054)

【摘要】分析了PTS副信息在MC-CDMA系统中对传输性能的影响,提出了一种适用于MC-CDMA系统的新的PTS盲检测算法,该算法在接收端将解扩过程与PTS相位恢复相结合,根据部分解扩信号选取最优相位因子,在相位恢复的同时生成解扩信号。与传统算法相比,该算法不需要传输任何副信息,传输性能稳定,能有效提高MC-CDMA的频谱效率和鲁棒性。

关键词 码分多址;多载波调制;峰均比;部分传输序列;副信息

中图分类号 TN929.533

文献标识码 A

doi:10.3969/j.issn.1001-0548.2010.06.007

Blind PTS Receiver for PAPR Reduction in MC-CDMA Systems

DAN Li-lin, XIAO Yue, and LI Shao-qian

(National Key Lab of Communication, University of Electronic Science and Technology of China Chengdu 610054)

Abstract In this paper, a blind PTS scheme in MC-CDMA systems is proposed. Based on the relationship between the spreading codes and side information, the new scheme utilizes the phase recovering with the partial spread signal, and makes the optimal decision based on minimum power error of the spread signals. Simulation shows that compared with the conventional PTS scheme, the proposed scheme can recover the phase information without SI at the receiver and provide better frequency efficiency and transmitting performance.

Key words CDMA; multicarrier modulation; PAPR; PTS; side information

多载波码分多址^[1]技术利用正交频分复用技术并行传输的优点,克服码分多址技术在传输高速宽带信号时所面临的严重码间干扰和频率选择性衰落等问题,提高了无线通信系统的数据传输速率和抗多径衰落能力,是第四代移动通信系统备受关注的技术之一。

由于采用多载波调制,MC-CDMA信号包络在符号周期内起伏较大,造成较高的信号峰值平均功率比(peak-to-average power ratio, PAPR)^[2-3]。PAPR信号通过前端功放时,会引起非线性失真以及带外频谱再生,不仅导致系统误码率增高,还会引起相邻信道间干扰。降低MC-CDMA信号的PAPR是MC-CDMA实用化的关键技术之一。

目前,降低MC-CDMA信号PAPR的无失真方法有选择性映射法(selected mapping, SLM)^[4]、部分传输序列法(partial transmit sequences, PTS)^[5-6]、子载波加扰法(tone reservation, TR)^[7]等,其中的PTS法在不影响调制星座图和信号平均功率的前提下,通

过增加备选信号数量从概率上降低发送信号的PAPR值。但是,传统PTS法需要在发送信号中嵌入表示相位因子的副信息(side information, SI),并将副信息告知接收端,用于信号恢复。因此,接收端的检测性能在很大程度上受副信息可靠性的影响。一般地,PTS法需要对副信息进行保护,从而提高其传输性能,但会牺牲系统的频谱效率或者编码效率^[8]。另外,传统的副信息检测方法^[9-10]主要针对正交频分复用(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)系统。而在MC-CDMA系统中,副信息在接收端的恢复性能还与扩频码(spreading code)有关,但以往的PTS副信息检测方法里未考虑扩频码。

本文利用MC-CDMA系统中扩频码的正交特性,提出一种适用于MC-CDMA系统的副信息盲检测算法。该算法在给定备选相位空间中,根据解扩信号的功率特性选取最优相位因子组,完成频域信号的相位恢复。仿真结果表明,与副信息直接传输

收稿日期: 2009-04-20; 修回日期: 2009-02-19

基金项目: 国家自然科学基金(60902026); 国家科技重大专项(2009ZX03005-003)

作者简介: 但黎琳(1980-),女,博士生,主要从事移动通信系统物理技术方面的研究。

方法相比较,新的盲检测方法能够取得更优的比特误码率(bit error ratio, BER)性能。

1 系统模型

假设MC-CDMA系统总用户数为 K ,每个用户有 M 个并行数据:

$$\mathbf{d}^{(k)} = [d_1^{(k)}, d_2^{(k)}, \dots, d_M^{(k)}]^T \quad k=1,2,\dots,K$$

每个数据使用长度为 L 的正交扩频码片进行扩频:

$$\mathbf{c}^{(k)} = (c_1^{(k)}, c_2^{(k)}, \dots, c_L^{(k)}) \quad k=1,2,\dots,K$$

如图1所示,各用户首先经过串/并变换生成 M 个并行数据,然后分别复制并乘以扩频码片,得到长度为 L 的扩频信号。扩频后,码片全部映射到不同的子载波上,因此MC-CDMA系统需要 $N=ML$ 个子载波。扩频信号通过交织分配到各子载波,第 n 个子载波传输的扩频数据为各用户的第 m 个输入数据的第 l 个扩频码片之和,即:

$$X_n = \sum_{k=1}^K d_m^{(k)} c_l^{(k)} \quad n = M(l-1) + (m-1) \quad (1)$$

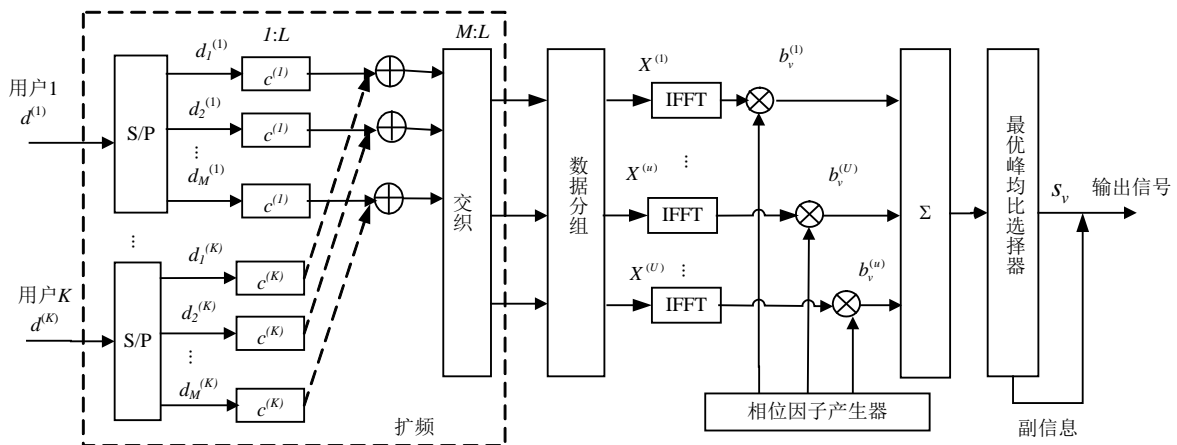


图1 结合PTS方法的MC-CDMA发送端框图

传统MC-CDMA在不考虑PAPR抑制性能的情况下,各用户的扩频信号直接相加、通过快速傅里叶逆变换(inverse fast Fourier transform, IFFT)生成时域基带信号:

$$s_i = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=1}^M \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K d_m^{(k)} c_l^{(k)} e^{j2\pi(M(l-1)+(m-1))i/N} \quad (2)$$

式中 $0 \leq i \leq N-1$ 。在MC-CDMA系统中,不同用户的扩频码彼此正交,满足 $\sum_{l=1}^L c_l^{(k)} \{c_l^{(i)}\}^* = L\delta^{(k,i)}$,

其中 $\{\cdot\}^*$ 为复共扼, δ 为Dirac函数。

PAPR定义为MC-CDMA符号周期内数据的最大峰值功率与信号平均功率之比,其数学表达式为^[2]:

$$\text{PAPR} = \frac{\max_{0 \leq i \leq N-1} |s_i|^2}{E[|s_i|^2]} \quad (3)$$

式中 $|s_i|$ 表示信号点 s_i 的幅度值; $E[\cdot]$ 表示数学期望。

结合部分传输序列法的MC-CDMA系统完整发送端结构如图1所示。(1)在IFFT调制前,频域扩频数据 X_n 被分成 V 个数据子块。各子载波数据只在一

个数据子块中出现,而在其他数据子块中为零,即

$$X_n = \sum_{v=1}^V X_n^v \quad (2)$$

V 组信号分别进行IFFT变换,生成时域信号 x_i^v 。(3) 各组信号 x_i^v 乘以对应相位因子 b_u^v , 得到不同的相位旋转结果。(4) 各组数据进行叠加,生成备选信号 $s_i^u (u=1,2,\dots,U)$ 。(5) 发送端从中选取PAPR最小的备选信号发送,即:

$$\tilde{s}_i = \arg \min_u \{\text{PAPR}(s_i^u)\} \quad u=1,2,\dots,U \quad (4)$$

其中:

$$s_i^u = \sum_{v=1}^V b_u^v \text{IFFT}[X_n^v] = \sum_{v=1}^V b_u^v x_i^v \quad 1 \leq u \leq U \quad (5)$$

式中 $\text{IFFT}[\cdot]$ 表示快速傅里叶逆变换运算; X_n^v 表示被分配到第 v 组的第 n 个子载波数据; b_u^v 表示第 u 组备选信号的第 v 个数据子块对应的相位因子, $b_u^v = e^{j\phi_{v,u}}$, $\phi_{v,u} \in [0,2\pi)$ 。定义发送信号对应的相位因子为:

$$\{\tilde{b}^1, \tilde{b}^2, \dots, \tilde{b}^V\} = \arg \min_u \{\text{PAPR}(s_i^u)\} \quad u=1,2,\dots,U$$

经过 PTS 法处理后的发送信号峰平比为^[4]:

$$\text{PAPR} = \min_{1 \leq u \leq U} \frac{\max_{0 \leq i < N-1} \left\{ \left| \sum_{v=1}^V b_u^v \cdot s_i^v \right|^2 \right\}}{E \left\{ \left| \sum_{v=1}^V b_u^v \cdot s_i^v \right|^2 \right\}} \quad (6)$$

由于相位旋转不会影响数据的平均功率, PTS方法通过产生更多的备选信号, 从概率上降低发送信号的PAPR, 其PAPR性能随着备选信号的增多而逐渐提高。一般地, PTS不对第一个数据子块进行相位旋转, 即 $b^1 \equiv 1$, 而其他 $V-1$ 个数据子块各有 W 种可选相位因子, 最多可以生成 $U=W^{V-1}$ 个备选信号。

由于在MC-CDMA接收端需要对接收信号进行相位逆旋转以恢复原始信息数据, 因此会在发送信号中嵌入所选信号对应的相位旋转信息(称为副信息)。对于 Q 调制MC-CDMA系统, 嵌入 $\log_2 U$ 个比特副信息所引入的冗余度为:

$$R = \frac{\log_2 U}{N \log_2 Q} \quad (7)$$

2 新的副信息盲检测法

设PTS的最优备选信号对应的相位因子序列为 $\tilde{\mathbf{b}} = [\tilde{b}^1, \dots, \tilde{b}^v, \dots, \tilde{b}^V]^T$ 。本文假设PTS法采用伪随机分组方式, 则PTS后第 n 个子载波上的传输信号为:

$$\tilde{X}_n = \sum_{k=1}^K d_m^{(k)} c_l^{(k)} \tilde{b}_{m,l}^v \quad (8)$$

式中 $v \in \{1, 2, \dots, V\}$; $n = M(l-1) + (m-1)$, $\tilde{b}_{m,l}^v$ 表示第 v 个分组用户第 m 个并行数据的第 l 个扩频码字对应的相位旋转因子, 相应的长度为 ML 的相位序列为 $[\tilde{b}_{1,1}^v, \dots, \tilde{b}_{M,1}^v, \tilde{b}_{1,2}^v, \dots, \tilde{b}_{M,2}^v, \dots, \tilde{b}_{1,L}^v, \dots, \tilde{b}_{M,L}^v]$, $\tilde{b}_{m,l}^v \in \tilde{\mathbf{b}}$ 。

假设每个子载波经历平坦衰落, 且各子载波间相互独立, 第 n 个子载波的幅值衰落为 ρ_n , 相位旋转为 θ_n , 则下行MC-CDMA的信道传递函数、接收信号分别为:

$$H_n = \rho_n \exp(j\theta_n) \quad (9)$$

$$r_i = H\tilde{s}_i + n_i \quad 1 \leq n \leq N-1 \quad (10)$$

式中 信道传递函数的冲击响应 \mathbf{H} 为 H_n 组成的对角矩阵; n_i 表示第 i 个时隙对应的高斯噪声。将接收信号进行傅里叶变换(fast Fourier transform, FFT)后, 对应频域信号为:

$$X_n' = \text{FFT}(r_i) = H_n \tilde{X}_n + D_n = \rho_n \exp(j\theta_n) \sum_{k=1}^K d_m^{(k)} c_l^{(k)} \tilde{b}^v + D_n \quad (11)$$

式中 D_n 为第 n 个子载波对应的信道噪声, 满足均值为0、方差为 σ_D^2 的高斯分布, $D_n \sim n(0, \sigma_D^2)$ 。

在理想信道估计情况下, 第 j 个用户的解扩信号为:

$$d_m^{j} = \sum_{l=1}^L \left(\sum_{k=1}^K d_m^{(k)} c_l^{(k)} \tilde{b}_{m,l}^v + D_n \right) (c_l^{(j)})^* = \sum_{l=1}^L \tilde{b}_{m,l}^v d_m^{(j)} c_l^{(j)} (c_l^{(j)})^* + \sum_{l=1}^L D_n (c_l^{(j)})^* + \sum_{l=1}^L \sum_{k \neq j} \tilde{b}_{m,l}^v d_m^{(k)} c_l^{(k)} (c_l^{(j)})^* \quad (12)$$

式(12)通过3个多项式表示解扩信号包含的解扩分量: 第1项 $\sum_{l=1}^L \tilde{b}_{m,l}^v d_m^{(j)} c_l^{(j)} (c_l^{(j)})^*$ 为信号分量, 第2项 $\sum_{l=1}^L D_n (c_l^{(j)})^*$ 为信道噪声, 第3项 $\sum_{l=1}^L \sum_{k \neq j} \tilde{b}_{m,l}^v d_m^{(k)} c_l^{(k)} (c_l^{(j)})^*$ 为其他用户信号干扰。其中第1项和第3项与所选发送信号的相位旋转因子有关。

不存在相位调制(即 $\forall \tilde{b}_{m,l}^v = 1$)时, 用户数据完全正交, 解扩后干扰将被完全消除。当 $\tilde{b}_{m,l}^v \neq 1$ 时, 假设接收端检测到的相位因子为 $\tilde{b}_{m,l}^{v'}$, 则需在各子载波上乘以相应的相位因子的共轭, 解扩后信号表示为:

$$\hat{d}_m^j = \sum_{l=1}^L \sum_{k \neq j} (b_{m,l}^{v'})^* \tilde{b}_{m,l}^v d_m^{(k)} c_l^{(k)} (c_l^{(j)})^* + \sum_{l=1}^L \tilde{b}_{m,l}^v (b_{m,l}^{v'})^* d_m^{(j)} c_l^{(j)} (c_l^{(j)})^* + \sum_{l=1}^L D_n (c_l^{(j)})^* (b_{m,l}^{v'})^* \quad (13)$$

副信息传输错误时, $b_{m,l}^{v'} \neq \tilde{b}_{m,l}^v$, 有:

$$\sum_{l=1}^L \tilde{b}_{m,l}^v (b_{m,l}^{v'})^* c_l^{(j)} (c_l^{(j)})^* \neq L\delta^{(k,i)} \quad (14)$$

由式(14)可以看出, 扩频码的正交性受到错误相位因子破坏, 信号分量的能量会被消减, 干扰项能量增加, 导致判决出错概率增大。

本文提出一种适用于多个并行数据的PTS副信息盲检测算法。如图2所示, 接收信号 r_i 首先经过FFT解调到频域后, 分为 V 组数据子块, 分组结构与发送端PTS完全对应。然后, 各数据子块再分别进行解交织和解扩处理, 得到 V 组数据。每组数据都包含 M 个并行数据的部分解扩信号:

$$\hat{d}_m^{(j),v} = \sum_{l=1}^L \tilde{b}_{m,l}^v (c_l^{(j)})^* \sum_{k=1}^K d_m^{(k)} c_l^{(k)} \quad v=1, 2, \dots, V; m=1, 2, \dots, M \quad (15)$$

定义 V 个备选相位因子组合为 $\{\hat{b}^1, \hat{b}^2, \dots, \hat{b}^V\}$, 每个子载波对应的相位因子为:

$$\hat{b}^v \in e^{j\phi_{v,u}} \quad \phi_{v,u} [0, 2\pi)$$

根据相位因子的不同组合,可以生成 $U=W^{V-1}$ 个不同的备选相位因子集合。新算法将各组的输出信号乘以备选相位因子后求和,接着输入到判决模块有:

$$\hat{d}_m^j = \sum_{v=1}^V \sum_{l=1}^L \tilde{b}_{m,l}^v \hat{b}_{m,l}^v d_m^{(j)} c_l^{(j)} (c_l^{(j)})^* + \sum_{v=1}^V \hat{b}_{m,l}^v \sum_{l=1}^L D_{m,l} (c_l^{(j)})^* + \sum_{v=1}^V \hat{b}_{m,l}^v \left(\sum_{l=1}^L \sum_{k \neq j} \tilde{b}_{m,l}^v d_m^{(k)} c_l^{(k)} (c_l^{(k)})^* \right) \quad (16)$$

盲检测模块需选择一组最佳匹配相位因子 $\{\hat{b}_{\text{opt}}^1, \hat{b}_{\text{opt}}^2, \dots, \hat{b}_{\text{opt}}^V\}$,以便使式(12)的第1项信号输出最大化,第3项多用户干扰最小化。假定发送端信号的统计特性已知。通过由所有用户间正交性和信道噪声引起的信号功率的最小化均方误差(minimum mean-square error, MMSE)可以求出所需最优相位因子,即:

$$\begin{cases} \{\hat{b}_{\text{opt}}^1, \hat{b}_{\text{opt}}^2, \dots, \hat{b}_{\text{opt}}^V\} = \arg \min_u \left\{ E \left[\left\| \hat{\sigma}^2 - |\hat{d}_m^j|^2 \right\|^2 \right] \right\} \\ \text{Subject to: } \hat{b}_{m,l}^v \in e^{j\phi_{v,u}}, \phi_{v,u} \in [0, 2\pi) \end{cases} \quad (17)$$

式中 $\hat{\sigma} = E[|d_m^j|^2] = \sum_{m,j} |d_m^j|^2$ 。

考虑到时延,假设并行数据个数 M 足够大,则上述统计期望值可以近似为每个MC-CDMA符合内的数学平均值,即:

$$\sigma_{\text{err}}^2 = E \left[\left\| d_m^j - \hat{d}_m^j \right\|^2 \right] \approx \sum_{m=1}^M \left\| d_m^j - \hat{d}_m^j \right\|^2 = \sum_{m=1}^M \|d_m^j\|^2 + \sum_{m=1}^M \|\hat{d}_m^j\|^2 - \sum_{m=1}^M (d_m^j)^* \hat{d}_m^j - \sum_{m=1}^M d_m^j (\hat{d}_m^j)^* \quad (18)$$

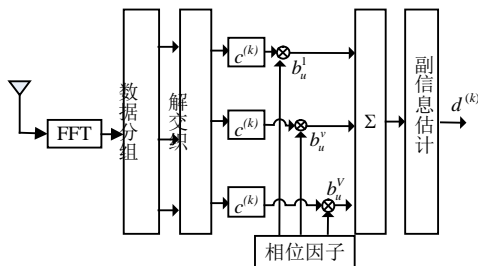


图2 新的盲检测算法接收端系统框图

下面以第 j 个用户为例,给出新的MC-CDMA系统接收端对应PTS副信息盲检测算法的具体步骤为:

(1) 将接收信号 r_j 通过FFT变换,得到频域信号 $X_n' = \text{FFT}(r_j)$;

(2) X_n' 按发送端对应方式分为 V 组,对每组信号解交织得到解扩前信号:

$$X_n' = \sum_{v=1}^V X_n^{v'} \quad 0 \leq n < N-1; v=1,2,3,\dots,V \quad (19)$$

(3)使用用户 j 对应扩频码解扩,得到 V 组解扩分量 $d^v = [d_1^v, d_2^v, \dots, d_M^v]$, $v=1,2,3,\dots,V$;

(4) 将解扩分量乘以各备选相位因子组 $\{\hat{b}_u^1, \hat{b}_u^2, \dots, \hat{b}_u^V\}$,然后将各组分量叠加,根据式(18)选择最优相位因子组:

$$\{\hat{b}_{\text{opt}}^1, \hat{b}_{\text{opt}}^2, \dots, \hat{b}_{\text{opt}}^V\} = \arg \min_u \left\{ \sum_{m=1}^M \left\| \hat{\sigma}^2 - |\hat{d}_m^j|^2 \right\|^2 \right\} \quad (20)$$

式中 $\hat{d}_m^j = \sum_{v=1}^V d_m^v \hat{b}_u^v$; $\hat{\sigma}^2 = \sum_{m=1}^M |\hat{d}_m^j|^2$;

(5) 根据最优相位因子组对信号进行解扩,输出解扩信号 $\hat{d}_m^j = \sum_{v=1}^V d_m^v \hat{b}_{\text{opt}}^v$ 。

综上所述,本文提出的副信息盲检测算法在接收端将信息数据解扩与PTS相位恢复相结合,使用部分解扩信号,在恢复信号功率最小误差准则下,直接从备选组中选取最优相位因子,根据最优相位因子得到解扩信号并输出。该方法利用单个用户并行数据的统计特性实现相位恢复,其恢复性能随着并行数据个数的增多而逐步提高。

3 仿真结果

本文采用的MC-CDMA系统的子载波数为 $N=ML$,过采样因子为 $J=4$,调制方式QPSK;PTS分组数为 $V=4$,可选相位因子数量为 $W=4$,即 $\{1,-1,j,-j\}$,且第一组数据子块对应的相位因子固定为1;扩频码采用格雷(Golay)互补码。

上述仿真条件下的峰均比互补累积分布函数(CCDF)曲线如图3所示,即PAPR超过某一门限值 PAPR_0 的概率 $\text{Pr}\{\text{PAPR} > \text{PAPR}_0\}$ 。作为性能比较的参考,本文也给出副信息直接传输法的CCDF曲线,该方法直接将调制后副信息放置在预留子载波上与信息数据一起发送。比如,具有 $U=64$ 个备选信号的PTS方法在 $Q=4$ 点调制下需占用 $\lfloor \log_2 U \rfloor = 3$ 个子载波,频谱效率为97.7%。从图3可以看到,PTS方法可以有效降低MC-CDMA信号的PAPR。例如在 $\text{CCDF}=10^{-3}$ 处,比较原始MC-CDMA信号,有3 bit副信息的传统PTS-MC-CDMA系统能够取得2.8 dB的PAPR增益。值得注意的是,采用本文提出的盲检测算法能够较传统PTS-MC-CDMA进一步取得

0.1 dB的PAPR增益。这是由于副信息直接传输法需要在PTS后的低PAPR信号中加入额外的副信息，而该副信息的PAPR未在PTS考虑之内，因此有可能引起PAPR回升。而盲检测算法避免了副信息传输，因此不存在PAPR回升，PAPR性能较优。

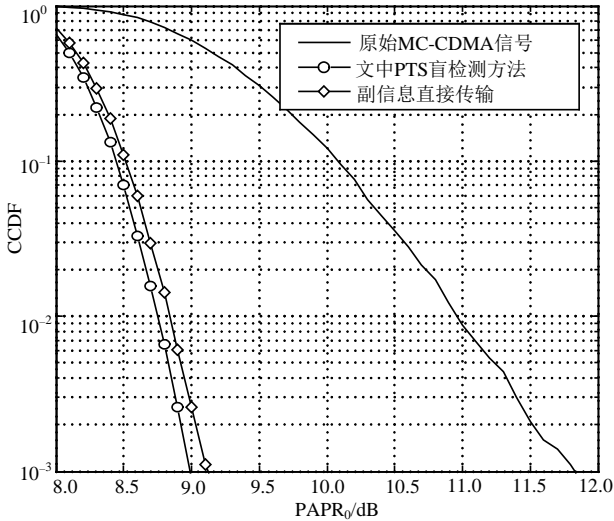


图3 MC-CDMA系统的PAPR性能比较

本文所提出的盲检测算法在AWGN信道下的副信息检测性能仿真结果如图4所示。图中，扩频码长度为 $L=16$ ，并行数据 M 分别为32、64和128，活动用户数为 $K=16$ ，仿真仅对第 $k=8$ 个用户进行单用户检测。可以看出，盲检测算法的副信息错误概率较直接副信息传输法要低。比如，当并行数据数为128时，在 $BER=10^{-2}$ 处，盲检测算法较传统算法有2 dB的SNR增益。可以看到，随着并行数据的增加，盲检测算法的副信息正确率迅速提高。当并行数据大于64、SNR大于2 dB时，盲检测算法较直接传输副信息相位因子序列检测性能更好。

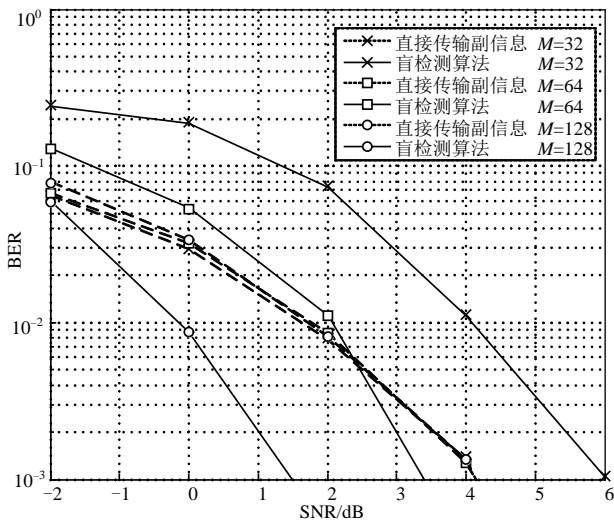


图4 AWGN信道下副信息检测的BER性能比较

结合盲检测算法的MC-CDMA系统在AWGN信道下的BER性能仿真结果如图5所示。该图仿真参数与图4相同。可以看出，盲检测算法的副信息错误概率随着并行数据的增多而降低。当并行数据大于64、SNR大于2 dB时，盲检测算法的接收端BER性能优于传统的直接传输副信息方法。当并行数增加到128时，盲检测算法接近理想副信息恢复的性能。因此，盲检测算法非常适合存在大量并行数据的未来宽带MC-CDMA系统。

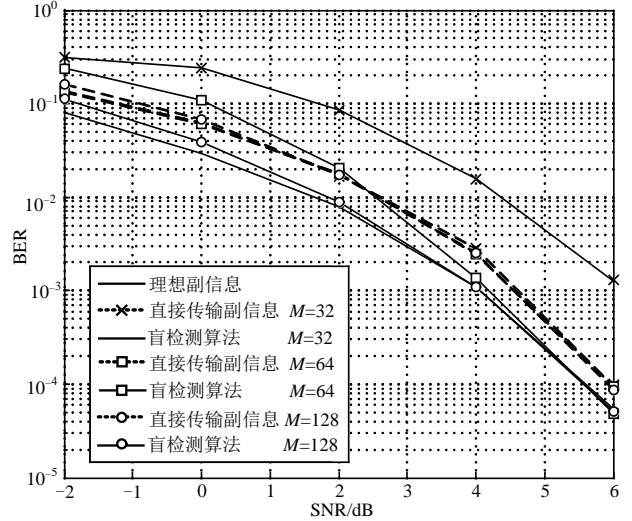


图5 AWGN信道下接收信息数据的BER性能比较

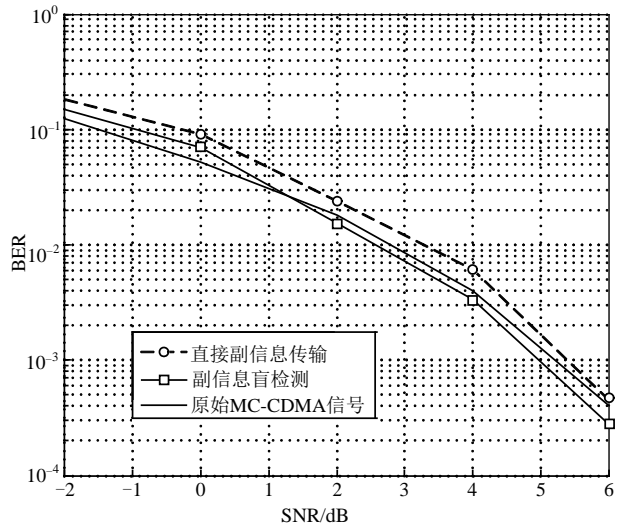


图6 AWGN信道下加入功率放大器的BER性能

本文所提出的盲检测算法在加入功率放大器情况下的接收端BER性能如图6所示。图中，采用的固态功率放大器(solid state power amplifier, SSPA)的输入回退为8.5 dB，平滑指数为1.5。可以看到，盲检测算法的BER性能优于直接副信息传输，并且在高SNR情况下较原始MC-CDMA接收端性能好。在这种情况下，盲检测算法在保证副信息检测性能的同

时,其低PAPR特性也降低了放大器非线性失真噪声,在无频谱损失的情况下取得较原始MC-CDMA信号更好的BER性能。

综上所述,在发送端,盲检测算法不存在副信息引起的PAPR回升;在接收端,盲检测算法利用扩频码本身的抗干扰特性进行副信息恢复,取得比直接副信息传输更好的BER性能。因此,盲检测算法能很好地平衡PAPR频谱利用率和接收端性能。

4 结 论

本文结合MC-CDMA系统的扩频正交特性,提出一种MC-CDMA中PTS副信息的盲检测算法。该算法将解扩与PTS相位恢复相结合,使用部分解扩信号在解扩信号功率最小误差准则下,直接从备选组中选取最优相位因子,生成解扩信号。与传统的副信息直接传输方法相比较,结合了PTS盲检测算法的MC-CDMA系统无载波效率损失,副信息错误概率更低,PAPR也有一定降低。该方法可以应用于要求低PAPR高频谱利用率的MC-CDMA系统中。

参 考 文 献

- [1] HÉLARD M, LAGOUABLE R, HÉLARD J F, et al. Multicarrier CDMA techniques for future wideband wireless networks[J]. *Ann Telecommun*, 2001, 1(56): 260-74.
- [2] JIANG Tao, WU Yi-Yan. An overview: peak-to-average power ratio reduction techniques for OFDM signals[J]. *IEEE Trans Broadcast*, 2008, 54(2): 257-268.
- [3] 雷 霞, 李少谦. 过采样OFDM信号的峰值平均功率比[J]. *电子科技大学学报*, 2003, 32(5): 499-502.
- [4] OHKUBO N, OHTSUKI T. A peak to average power ratio reduction of multicarrier CDMA using selected mapping [C]//*IEEE VTC' 2002. Fall, Canada, 2002*: 2086- 2090.
- [5] YOU Y H, JEON W G. Low-complexity PAR reduction schemes using SLM and PTS approaches for OFDM-CDMA signals[J]. *IEEE Trans Consum Electron*, 2003, 49(2): 284-289.
- [6] 武林俊, 朱世华, 冯兴乐. 利用部分传输序列减小MC-CDMA系统的峰均比[J]. *电子与信息学报*, 2005, 27(4): 599-602.
- [7] WU Lin-jun, ZHU Shi-hua, FENG Xing-le. Peak-to-average power ratio reduction in MC-CDMA systems by using partial transmit sequence schemes[J]. *Journal of Electronics and Information Technology*, 2005, 27(4): 599-602.
- [8] HAN S H, LEE J H. An overview of peak-to-average power ratio reduction techniques for multicarrier transmission[J]. *IEEE Wirel Commun*, 2005, 12(2): 56-65.
- [9] HE Xu, WEN Qing-song, XIAO Yue, et al. A novel method for reducing the side information of MSR-OFDM system[C]//*4th AICT' 2008. Athens, Greece: [s.n.], 2008*: 404-407.
- [10] FUJII A, NAKAGAWA M. Weighting factor estimation methods for partial transmit sequences OFDM to reduce peak power[J]. *IEICE Trans Commun*, 2002, E85-B(1): 221- 230.

编 辑 税 红