

自干扰抵消盲空时 DS-CDMA 信号检测技术

廖桂生, 黄 晖, 史学鹏

(西安电子科技大学雷达信号处理重点实验室, 陕西西安 710071)

摘 要: 针对传统单用户检测器存在远近效应和性能下界问题, 近年来提出的一系列最大 SINR 准则盲空时 RAKE 接收机, 可以较好地合并期望用户的多径分量, 同时抑制多址干扰用户能量。本文对这类接收机进行了进一步的研究, 提出了一种自干扰抵消方法, 更有效地克服了单用户检测器存在的性能下界以及远近效应问题。仿真结果验证了本文方法的有效性。

关键词: 空时处理; 盲检测; CDMA 接收机

中图分类号: TN914.53 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2002) 03-0447-03

A Self-Interference Cancellation Technique for Improving Blind Space-Time DS-CDMA Detectors

LIAO Gui-sheng, HUANG Hui, SHI Xue-peng

(Key Laboratory for Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China)

Abstract: A conventional single-user-type detector is known to have an irreducible error floor and cannot handle the near-far problem in CDMA cellular communications. Recently, a series of maximum SINR blind space-time CDMA RAKE receivers designed to tackle the near-far problem have been proposed. However, the interference suppression performances of these algorithms suffer from great degradation caused by the interference covariance matrix containing desired signals, which is called self-interference in this paper. This work proposes a novel self-interference cancellation technique to enhance their interference rejection capability. Simulation results demonstrate that the proposed technique offers high performance.

Key words: space-time processing; blind detection; CDMA receiver

1 引言

Zoltowski & Ramos^[1~5] 近来提出了一系列最大信噪比 CDMA 盲空时 RAKE 接收机, 它们仅需已知期望用户扩频序列和粗略的符号同步。在 DS-CDMA 系统中, 多径时延扩展通常远小于符号周期。因此, 在接收信号与扩频波形进行匹配滤波的输出中, 在符号周期的一小段内将出现连续的几个指峰(每个指峰对应一条时间可分辨多径)。在这个时间段内(称为 $S + I + N$) 包括了信号、干扰和噪声能量。符号周期剩余的时间段(称为 $I + N$) 主要包括了干扰和噪声能量。文献[1~5]中, 分别利用 $S + I + N$ 时延段和 $I + N$ 时延段的数据估计空域或空域相关矩阵 $\mathbf{K}^{(S+I+N)}$ 和 $\mathbf{K}^{(I+N)}$, 矩阵束最大广义特征值对应特征向量就是使信干噪比最大的空域或空域的合成权。

然而, 由于期望用户扩频波形的自相关不为零, 匹配滤波输出的 $I + N$ 时延段内仍存在少量期望用户能量, 该分量将导致 Z&R 方法出现信号相消现象, 使输出 SINR 下降。在扩频增益较小的情况下, 这种问题将更为严重。为了克服上述问题, 本文在利用 Z&R 方法前, 加入自干扰相消器抑制 $I + N$ 时间段内的期望用户分量, 从而获得比原来更为精确的干扰和噪声数据, 利用其输出的数据估计 $I + N$ 相关矩阵, 然后再使用 Z&R 原算法, 可以避免直接利用 Z&R 方法计算空域权时会出现的信号能量抵消现象。

2 信号模型及问题描述

在 DS-CDMA 系统中, 第 k 个用户的扩频波形可表示为:
$$c_k(t) = \sum_{l=0}^{G-1} d_k(l) p(t - lT_c),$$
 其中 G 为扩频增益; $\{d_k(l), l = 0, \dots, G-1\}$ 为第 k 个用户的扩频码序列; T_c 为码片周期; $p(t)$ 表示脉冲波形。接收天线由 L 个阵元组成。假设第 k 个用户的信号经过 M_k 条多径到达接收天线, $\tau_{m_k}^{(k)}$ 、 $P_{m_k}^{(k)}$ 和 $\mathbf{a}(\tau_{m_k}^{(k)})$ 分别表示第 m_k 条多径的时延、功率和导向矢量。则阵列接收的基带信号可表示为:

$$\mathbf{x}(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{m_k=1}^{M_k} \sqrt{P_{m_k}^{(k)}} \mathbf{a}(\tau_{m_k}^{(k)}) \sum_{i=1}^I \{b_i^{(k)} c_k(t - iT_b - \tau_{m_k}^{(k)})\} + \mathbf{n}(t) \quad (1)$$

其中, T_b 为符号周期; K 为用户数; I 为观测时间内的符号数; $\mathbf{n}(t)$ 代表 $L \times 1$ 维加性高斯白噪声。

对接收的基带信号按采样周期 $T_s = T_c/M_c$ 进行采样。每个阵元的采样输出通过一个匹配滤波器, 滤波器的冲击响应为: $h[n] = c_k^*[-n]$, 其中 $c_k[n] = c_k(nT_c/M_c)$, 表示对扩频波形进行采样得到的序列。用 $\mathbf{r}^{j,k}(\cdot)$ 表示第 j 个用户和第 k 个用户的扩频波形的互相关, 则第 k 个用户的信号经匹配滤波后可表示为 $L \times 1$ 维向量:

$$y_i(\cdot) = \sum_{m_k=1}^{M_k} \sqrt{P_{m_k}^{(k)}} a(\cdot) \{ b_i^{(k)} r^{(k,k)}(\cdot - \cdot) \} \\ + \sum_{j=1}^{M_j} \sqrt{P_{m_j}^{(j)}} a(\cdot) \{ b_i^{(j)} r^{(j,k)}(\cdot - \cdot) \} + n(\cdot) \quad (2)$$

下面为更好地理解原算法和本文的改进算法, 仅以阵元空间 RAKE 接收机为例, 给出必要的数学公式. 假设多径时延扩展 D 远小于 T_b , 在符号基本同步的情况下, 则每个符号周期内, 匹配滤波器的输出中会出现指峰的区间为 $[iT_b < \leq iT_b + NT_s]$, 其中 $N = \lceil D/T_s \rceil$ 表示指峰出现区间的采样点数, 令 $N_s = M_c * G$ 表示一个符号周期内的采样点数. 利用第 i 个符号内的采样数据, 分别构造 $L \times N$ 维矩阵 $Y_i^{(S+I+N)}$ 和 $L \times (N_s - N)$ 维矩阵 $Y_i^{(I+N)}$:

$$Y_i^{(S+I+N)} = [y(iT_b + T_s), \dots, y(iT_b + NT_s)] \quad (3)$$

$$Y_i^{(I+N)} = [y(iT_b + NT_s + 1), \dots, y(iT_b + N_s T_s)]$$

如下估计相关矩阵:

$$K_i^{(S+I+N)} = Y_i^{(S+I+N)} (Y_i^{(S+I+N)})^H \quad (4)$$

$$K_i^{(I+N)} = Y_i^{(I+N)} (Y_i^{(I+N)})^H, \text{ for } 1 \leq i \leq I$$

使 SINR 最大的阵元空间处理的波束形成权 w_i 即矩阵束 $\{K_i^{(S+I+N)}, K_i^{(I+N)}\}$ 的最大广义特征值对应的广义特征向量:

$$w_i = \arg \max_w \text{SINR} = \arg \max_w \frac{w^H K_i^{(S+I+N)} w}{w^H K_i^{(I+N)} w} \quad (5)$$

Z&R 原算法的核心是将匹配滤波器输出在每个符号周期划分成两段 ($S+I+N$ 段和 $I+N$ 段), 前后两段的干扰和噪声统计特性相同, 而且后一段没有信号分量, 原方法要求非零延迟自相关小至忽略不计. 否则 $I+N$ 段将有信号残余分量, 即使很小的信号残余分量也会导致算法产生信号相消现象. 这一点与雷达干扰抑制中天线旁瓣相消技术类似, 因此我们可以将该算法解释为用 $I+N$ 段的数据去对消 (或预测) $S+I+N$ 段的干扰和噪声, 使得最终得到输出为信号能量最大 (相对干扰噪声), 当 $I+N$ 中含有信号时, 则会对消 $S+I+N$ 中的信号, 本文称为自干扰现象. 但是, 实际系统中采用的扩频码序列的自相关系数和互相关系数都不会为零, 因而导致原算法的性能恶化. 如何克服这个自干扰问题就是本文的任务.

3 自干扰抵消盲 RAKE 接收机

期望用户扩频序列自相关函数的非理想性意味着, 在匹配滤波器输出的干扰加噪声时间段中包含期望信号成分. 当时间同步比较准确时, 在 $I+N$ 时间段中信号的每条多径在每个码片上的残留信号能量相当于接收到的信号能量除以扩频增益. 当时间同步不准确时 (时延对准程度只能到码片周期的几分之一), 在匹配滤波器输出 $S+I+N$ 时间段内的信号能量将会减少, 这将导致以最大 SINR 得到的空时波束形成权不能对准期望信号的到达方向和到达时间. 当扩频增益低时, 这一问题变的更为突出. 解决上述问题的方法是, 在原处理方

法前进行自干扰抵消处理. 对用于估计 $I+N$ 相关矩阵的数据进行自干扰抵消处理, 去除信号成分. 下面我们介绍通过正交投影去除 $I+N$ 时延段中期望用户能量的方法.

将采样后的基带信号表示为 $x[iGM_c + n]$, $i=1, \dots, I$, $n=0, 1, \dots, GM_c - 1$. 在已知近似的时延信息的情况下, 将采样数据排列成如下形式:

$$x[i] = [x[iN_s], x[iN_s + 1], \dots, x[iN_s + N_s - 1]]_{L \times N_s}, \quad i=1, 2, \dots, I \quad (6)$$

其中, $N_s = GM_c$ 表示一个符号周期内的采样点数. 不失一般性假设: $b_1^{(k)} = 0$, 即每个用户的第一条多径的时延为零, 其它多径时延依次增加一个采样周期. 由式 (1) 可得:

$$x[i] = \sum_{k=1}^K (A_k C_k b_i^{(k)} + A_k \bar{C}_k b_{i-1}^{(k)}) + N[i], \quad i=1, 2, \dots, I \quad (7)$$

其中:

$$A_k = [a(\cdot), a(\cdot), \dots, a(\cdot)]_{L \times M_k}, \quad k=1, 2, \dots, K \quad (8)$$

$$C_k = \text{diag}(\sqrt{P_1^{(k)}}, \sqrt{P_2^{(k)}}, \dots, \sqrt{P_{M_k}^{(k)}}), \quad k=1, 2, \dots, K \quad (9)$$

$$C_k = [c_k[1]; c_k[2]; \dots; c_k[M_k]]_{M_k \times N_k}, \quad k=1, 2, \dots, K \quad (10)$$

$$\bar{C}_k = [\bar{c}_k[1]; \bar{c}_k[2]; \dots; \bar{c}_k[M_k]]_{M_k \times N_k}, \quad k=1, 2, \dots, K \quad (11)$$

$$c_k[m] = \begin{cases} 0, & m=1, 2, \dots, N \\ c_k[1], c_k[2], \dots, c_k[N_s - m + 1], & m=1, 2, \dots, N \end{cases} \quad (12)$$

$$\bar{c}_k[m] = \begin{cases} c_k[N_s - m + 2], c_k[N_s - m + 3], \dots, c_k[N_s], & m=1, 2, \dots, N \\ 0, & m=1, 2, \dots, N \end{cases} \quad (13)$$

上述信号模型表示中, $M_k \leq N$; $N[i]$ 表示加性高斯白噪声. $x_k[i]$ 中的每一行分别对应每个阵元接收信号的采样. 如果用 $x_k[i]$ 表示采样信号中第 k 个用户的成分, 则由上面的信号模型可知, $x_k[i]$ 的每一行位于矩阵 S_k 的行张成的子空间中. 矩阵 S_k 如下:

$$S_k = [c_k[1]; c_k[2]; \dots; c_k[N]; \bar{c}_k[2]; \bar{c}_k[3]; \dots; \bar{c}_k[N]]_{(2N-1) \times N_s} \quad (14)$$

据以上给出的信号形式, 下面介绍通过正交投影变换去除 $I+N$ 时延段中期望用户能量的方法. 定义正交投影矩阵:

$$P_k = I - S_k^T (S_k S_k^T)^{-1} S_k \quad (15)$$

每个阵元接收到的基带信号被采样后, 通过自干扰抵消器 P_k , 我们可以得到如下结果:

$$\tilde{x}[i] = x[i] P_k = \sum_{j \neq k} (A_j C_j b_i^{(j)} + A_j \bar{C}_j b_{i-1}^{(j)}) + N[i] P_k, \quad i=1, 2, \dots, I \quad (16)$$

式 (16) 利用了 $x_k[i] P_k = 0$, $i=1, 2, \dots, I$. 因此, $\tilde{x}[i]$ 中不包含期望用户成分. 下面分别给出原数据和经过自干扰抵消处理的数据通过匹配滤波器后的信号模型, 进一步说明自干扰抵消 RAKE 接收机的工作机理. $x[i]$ 通过匹配滤波器的输出可表示为:

$$Y[i] = A_k T_{kk} b_i^{(k)} + \sum_{j \neq k} A_j T_{jk} b_i^{(j)} + N_F[i] \quad (17)$$

其中, $N_F[i] = N[i] \odot h[n]$. T_{jk} 如下:

$$T_{jk} = \begin{bmatrix} r^{j,k}(-1) & \dots & r^{j,k}((N_s-1)T_s-1) \\ \dots & \dots & \dots \\ r^{j,k}(-M_f) & \dots & r^{j,k}((N_s-1)T_s-M_f) \end{bmatrix}_{M_f \times N_s} \quad (18)$$

$x[i]$ 首先通过自干扰抵消处理得到 $\tilde{x}[i]$, 然后通过匹配滤波器, 这时的输出信号可表示为:

$$\tilde{Y}[i] = \sum_{j,k} A_{j,k} T_{jk} b_i^{(j)} + N_F[i] + \tilde{N}_F[i] \quad (19)$$

$$\tilde{N}_F[i] = - \sum_{j,k} (A_{j,k} C_j b_i^{(j)} A_{j,k} \bar{C}_j b_{i-1}^{(j)} + N[i]) P_k \odot h[n] \quad (20)$$

由式(19)可见输出不包含期望用户成分。顺便指出, 两种情况下匹配滤波器输出中的干扰加噪声成分并不相同。式(19)中的第三项表示投影变换引起的附加的干扰噪声项。虽然附加项对接收机性能有一定的影响, 但是由于不同用户扩频序列间的互相关较小, 近似正交, 因此投影变换后的结果很小, 对性能影响不大。这一点在仿真结果中得到了验证。利用 $\tilde{Y}[i]$ 来估计干扰噪声相关矩阵。这样得到的 $\kappa^{(I+N)}$ 中将不含期望用户能量。而估计信号加干扰噪声相关矩阵 $\kappa^{(S+I+N)}$ 时, 仍使用 $x[i]$ 通过匹配滤波器的输出 $Y[i]$ 。得到相关矩阵后, 可以利用式(5)计算出自适应 2D-RAKE 接收机的权。

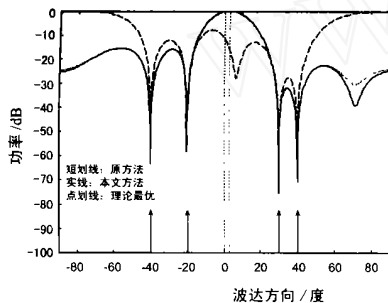


图1 空域盲波束形成

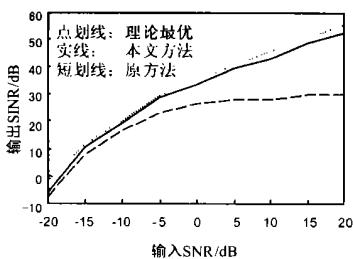


图2 输出 SINR 与输入 SINR 的关系曲线

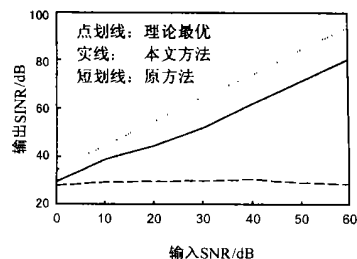


图3 误差下界比较

图2为时空联合处理的输出 SINR 与输入 SINR 的关系曲线, 仿真中假设时延扩展小于 10 个码片周期, 其它参数与图1中仿真相同。从图中可见, 自干扰抵消算法提高了原算法性能, 输入 SINR 越大, 改善效果越好。

单用户检测器存在远近效应和性能误差下界, 即: 当期望用户的功率小于干扰功率乘以用户和干扰的扩频序列互相关系数时, 误码率下界与 SINR 增大无关, 因为系统的性能为干扰限制。图3显示原算法存在性能误差下界, 本文方法则不存在性能误差下界。图3中考虑一个干扰情况, 用户和干扰的扩频序列互相关系数为 0.365, 信干比 SIR = -20dB。

5 结论

Z&R 盲自适应 2D-RAKE 接收机具有很多优点, 很有希望实用于移动通信系统中。但是, 扩频序列相关结果的非零性使按 Z&R 方法估计出的干扰噪声相关矩阵中含有期望用户能量, 特别是在扩频增益较低或码片同步不理想的情况下, 这将造成最终得到的权值不能很好的提取出期望信号能量。本文提出的自干扰抵消算法较好地解决了上述问题, 改进了原算法的性能。

4 仿真结果

为了验证本文提出的自干扰抵消算法的有效性, 我们进行了相应的仿真实验。首先在与文献[1]中仿真参数基本相同的情况下, 与 Z&R 原算法进行了比较。然后, 给出了性能下界仿真结果。

图1是空域盲波束形成的仿真结果, 仿真中接收阵列由 6 个相距半波长的阵元构成。扩频序列为长度为 127 的 Gold 码。调制方式为 BPSK。期望用户有两条多径到达接收阵列, 其中直达路径到达角度为 0°, 第二条多径到达方向为 3°, 第二条路径的功率比直达路径低 6dB, 两条路径的时延差为 8 个码片周期。两个干扰用户, 各自有两条多径的到达方向, 分别为 -20° 和 -40° 以及 30° 和 40°, 功率比期望用户高 30dB。采样速率为每码片两次, 用连续 6 个符号的数据估计相关矩阵。期望用户直达信号在单个阵元上的 SNR 为 5dB。为了比较, 图1中同时画出了原算法和理论最优的结果。理论最优情况是指人为去掉干扰加噪声相关矩阵中的信号成分情况。从图1中可以看到自干扰抵消算法与理论最优情况很接近。

参考文献:

- [1] M D Zoltowski, J Ramos. Blind adaptive beamforming for CDMA based PCS/ cellular [A]. Asilomar Conference [C], 1995: 378 - 382.
- [2] M D Zoltowski, J Ramos. Blind multi-user access interference cancellation for CDMA based PCS/ cellular using antenna arrays [A]. ICASSP '96 [C], 1996: 2730 - 2733.
- [3] J Ramos, M D Zoltowski. Reduced complexity blind 2D RAKE receiver for CDMA [A]. IEEE Signal Processing Workshop on Statistical Signal & Array Processing [C], 1996: 502 - 505.
- [4] J Ramos, M D Zoltowski, H Liu. Low complexity space-time processor for DS-CDMA communications [J]. IEEE Signal Processing Letters, September 1997: 262 - 265.
- [5] Y F Chen, M D Zoltowski, J Ramos, C Chatterjee, V P Roychowdhury. Reduced-dimension blind space-time 2-D RAKE receivers for DS-CDMA communication systems [J]. IEEE Trans. Signal Processing, June 2000, 48(6): 1521 - 1536.

作者简介:

廖桂生 (见本期第 338 页)

黄晖 (见本期第 338 页)