

一种新的 CDMA 系统信干比估计方法

任光亮,常义林,张会宁,张 辉

(西安电子科技大学 ISN 国家重点实验室,陕西西安 710071)

摘 要: 本文根据 CDMA 系统中解扩后基带信号的特点和基带信号模型,分析了基于 QPSK 调制的基带信号信噪比估计方法,提出了一种新的适用于 CDMA 解扩后基带信号的信干比估计方法. 计算机仿真结果表明,在低信干比情况下该方法较其他方法,有较高的可信度.

关键词: 码分多址; 信干比; 估计

中图分类号: TN929. 583 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2003) 10-1461-04

A Novel SIR Estimation Technique in CDMA Systems

REN Guang-liang, CHANG Yi-lin, ZHANG Hui-ning, ZHANG Hui

(ISN National Key Lab, Xidian University, Shaanxi Xi'an, 710071, China)

Abstract: According to the baseband signal model and features in Code Division Multiple Access (CDMA) communication systems, the paper analyzes SNR estimation techniques for Quadrature Phase Shift Keying (QPSK) modulations and proposes a novel SIR estimation technique for CDMA. The results of computer simulation show that the estimation creditability using this technique is higher than others in low SIR.

Key words: CDMA; SIR; Estimation

1 引言

在 CDMA 通信系统中,误码率、误帧率是系统信息传输质量的直接度量,但其精确的估计要通过长时间大量的统计得出,不利于实时应用,信噪干扰比与误码率、误帧率有直接的关系,并且可实时估计,因而在 CDMA 系统中一般采用信噪干扰比表示系统信息传输质量. 测量接收信号的信噪干扰比,对实时分析和改善系统性能,有着重要意义. 在 CDMA 中,提高通信质量的多项技术都是以信噪干扰比为重要依据,包括移动中进行有效切换,采用功率控制的技术降低多址干扰,在分集处理中采用最大比值合并处理方法,信息传输的自适应控制等.

信噪干扰比就是指接收信号中信号的平均功率和干扰噪声的平均功率之比. 在 CDMA 系统中,干扰一般远大于噪声,因此也把信噪干扰比称为信干比. 在通信系统中很难有效分离接收信号中的干扰与有用信号,使得信干比的准确测量十分困难. 因而在可变速率 CDMA 空中接口标准和一些速率自适应调制^[1]中,只是根据接收信号的强度 (RSSI) 进行功率控制和调制阶数的自适应选择,但接收信号强度与信息传输的质量之间没有一一对应的关系,这样控制和调节的结果在某些情况下甚至会使系统误码性能恶化.

Jakes 提出通过重复开关发射机的信噪比估计方法^[2],文

献[3]提出采用基于导频符号辅助的信噪比测量的 ML 方法. 系统实时控制时,以上方法需要不断地重复开关两种状态或发送导频符号来估计信噪比,明显地降低了系统通信效率. 为了提高系统信息传输的有效性,一般采用盲估计方法.

本文根据 CDMA 系统中解扩后基带信号的特点和模型,分析了文献[4]中基于 QPSK 调制的基带信号信噪比估计方法,提出了一种适用于 CDMA 解扩后基带信号的信干比估计方法. 本文第 2 部分分析 CDMA 解扩后基带信号特点和模型;第 3 部分分析基于 QPSK 调制的基带信号信噪比估计方法;第 4 部分提出一种适用于 CDMA 系统解扩后基带信号的信干比估计方法;第 5 部分给出本文提出的信干比估计算法的计算机仿真结果.

2 CDMA 解扩后基带信号模型

在图 1 所示 CDMA 接收系统中,接收到的 CDMA 信号经过正交解调后,输出同相分量和正交分量两路基带信号,然后解扩,解扩后的信号信干比确定了系统的传输质量. 若 CDMA 系统接收信号为 $r(t)$,则在接收机中解扩后输出 QPSK 基带信号同相分量^[5]为:

$$DI = \int_0^T r(t) \bar{a}_1(t) \cos(\omega_c t) dt = S + I + n \quad (1)$$

式中: $a_1(t)$ 为用户对应的同相扩频序列; $S = A_1 N b_{01}$ 为用户有

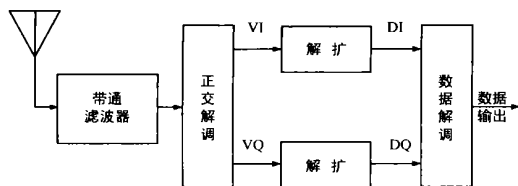


图1 CDMA接收机部分原理框图

用信号分量; N 为扩频增益; b_{0i} 为本用户的数据; n 为均值为零, 方差为 $\sigma_n^2 = N_0 N/4$ 的高斯随机变量; I 为多址干扰和多径干扰分量, 在异步和同步 CDMA 中 I 是多个统计独立的高斯随机变量之和, 因此 I 为均值为零, 方差为 σ_I^2 的高斯随机变量, I 和 n 是相互独立的, 因此在解扩后输出的 QPSK 基带信号中同相分量和正交分量的干扰和噪声都是均值为零的高斯分布的随机变量, 并且干扰比噪声要大得多。为了分析方便, 把一个码元中干扰和噪声等效为一个干扰随机变量如令 R_i 、 R_{Q_i} 表示有用基带信号的同相分量和正交分量, n_i 、 n_{Q_i} 表示噪声干扰的同相分量和正交分量, $i = 1 \sim M$; R_i 、 R_{Q_i} 统计独立并且具有相同的分布, 在集合 $\{a, -a\}$ 中等概取值; n_i 、 n_{Q_i} 相互统计独立, 均值为零, 方差或功率为 $\sigma_I^2 = \sigma_Q^2 = \sigma^2$ 。由此基带信号的第 i 个码元的同相分量和正交分量可表示为: $DI_i = R_i + n_i$, $DQ_i = R_{Q_i} + n_{Q_i}$ 。则 CDMA 系统解扩后 QPSK 基带信号的信干比可定义为:

$$SIR = \frac{R_i^2 + R_{Q_i}^2}{E(n_i^2 + n_{Q_i}^2)} = \frac{a^2}{\sigma^2} \quad (2)$$

3 基于 QPSK 基带信号信噪比估计方法

文献[4]给出了基于 QPSK 调制在均值为零的高斯噪声情况下四种基带信号信噪比估计方法, 采用式(3)的估计方法性能最好。但该方法也有它的不足之处, 在信噪比较大时估计结果误差较小, 但在信噪比较小时, 估计结果误差较大, 文献[1]的计算机仿真结果表明, 无论信噪比多小, 利用式(3)估计出的最低信噪比总在 5dB 左右, 不够准确。因此该方法不适用于小信噪比估计。

$$\theta_2 = M \left[\sum_{i=1}^M \frac{(|DI_i| - |DQ_i|)^2}{DI_i^2 + DQ_i^2} \right]^{-1} \quad (3)$$

可以发现, 式(3)实际上是先估计每一个码元的信噪比, 然后计算噪声信比平均值的倒数, 作为信噪比的估值。在估计单个码元的信噪比时, 采用 $DI_i^2 + DQ_i^2$ 表示信号功率, 采用 $(|DI_i| - |DQ_i|)^2$ 表示噪声的功率, 当噪声较小时, 此两式可分别近似为第 i 个码元信号中对应的信号功率和噪声功率, 但在噪声较大即信噪比较小时, 就存在较大误差, 引起信噪比估值结果的不正确。

4 CDMA 系统解扩后基带信号信干比估计方法

在 CDMA 通信系统中, 当传输语音业务时, 误码率要求小于 10^{-2} , 相当于 QPSK 接收信号的信干比在 6dB 左右; 当传输的业务为数据时, 误码率要求小于 10^{-4} , 即要求信干比在

10dB 以上。为了提高系统容量, 在保证性能要求的条件下通常要控制 CDMA 系统发射功率最低。同样, 在进行切换和分集合并处理时, 有时系统工作在信干比为 0dB 左右^[6]。因而小信干比的估计精度, 将直接影响到系统性能。

为了提高小信干比的估计精度, 首先研究在干扰较大即信干比较小的情况下如何表示信号功率和干扰功率。在信干比估计中, 分别对同相分量和正交分量取绝对值来消除调制数据对估计的影响。根据信号模型中同相分量和正交分量表示式, 取绝对值运算, 并因有 $|R_i| = a$, $|R_{Q_i}| = a$, 则信号可表示为:

$$|DI_i| = \begin{cases} |R_i| \pm n_i, & |n_i| \leq a; \\ n_i + R_i, & n_i \geq a; \\ -n_i - R_i, & n_i \leq -a; \end{cases} \quad (4)$$

$$|DQ_i| = \begin{cases} |R_{Q_i}| \pm n_{Q_i}, & |n_{Q_i}| \leq a; \\ n_{Q_i} + R_{Q_i}, & n_{Q_i} \geq a; \\ -n_{Q_i} - R_{Q_i}, & n_{Q_i} \leq -a; \end{cases} \quad (5)$$

在进行信号和干扰功率估计时, 常用到表示式 $||DI_i| - |DQ_i||$, 当式(4)和(5)中 n_i 和 n_{Q_i} 取值范围不同时, 该表示式变为:

$$||DI_i| - |DQ_i|| = \begin{cases} |n_i \pm n_{Q_i}|, & (|n_i| \leq a \cap |n_{Q_i}| \leq a); \\ |R_i \pm R_{Q_i} \pm n_i \pm n_{Q_i}|, & \text{其他}; \end{cases} \quad (6)$$

根据式(6), 可进一步分析式(3)在低信干比估计时不够准确的原因。

大信干比时, 即当 $(|n_i| \leq a) \cap (|n_{Q_i}| \leq a)$ 时, $E[|DI_i| - |DQ_i||^2] = 2\sigma^2$, $E[|DI_i|^2 + |DQ_i|^2] = 2a^2 + 2\sigma^2$ 。小信干比时, 即当 $[(|n_i| \leq a) \cap (|n_{Q_i}| \leq a)] \cup [(|n_i| \geq a) \cap (|n_{Q_i}| \leq a)]$ 时, $E[|DI_i| - |DQ_i||^2] = 2a^2 \pm 2a^2 + 2\sigma^2$, 式中正负号的选取由基带信号中调制数据 R_i 、 R_{Q_i} 决定, $E[|DI_i|^2 + |DQ_i|^2] = 2a^2 + 2\sigma^2$ 。

因而在大信干比时, 式(3)估计误差小; 而在低信干比时, 在一个码元中, 用 $||DI_i| - |DQ_i||^2$ 和 $|DI_i|^2 + |DQ_i|^2$ 分别表示干扰和有用信号的功率都是不准确的, 因而其误差大。

下面将进一步考察以上几个与功率相关的表示式的统计特性:

$$E[DI_i^2 + DQ_i^2] = 2a^2 + 2a[E(n_i + n_{Q_i}) + E(n_i^2 + n_{Q_i}^2)] = 2a^2 + 2\sigma^2 \quad (7)$$

$$E[|DI_i|^2 - |DQ_i|^2] = E[4n_i^2 R_i^2 + 4n_{Q_i}^2 R_{Q_i}^2] + E[n_i^4 + n_{Q_i}^4 - 2n_i^2 n_{Q_i}^2] = 8a^2\sigma^2 + 4\sigma^4 \quad (8)$$

为了推导方便, 令式(7)左端等于 X , 式(8)左端等于 Y , 即:

$$\begin{cases} X = 2a^2 + 2\sigma^2 \\ Y = 8a^2\sigma^2 + 4\sigma^4 \end{cases}$$

从而求得信干比的估计公式为:

$$\rho = \frac{2a^2}{2\sigma^2} = \frac{\sqrt{X^2 - Y}}{X - \sqrt{X^2 - Y}} = \left[\frac{X}{\sqrt{X^2 - Y}} - 1 \right]^{-1} \quad (9)$$

在数据处理中采用时间上的平均代替统计平均,分别求出 X 和 Y ,代入式(9),即可估计出信干比。

5 信干比估计方法的模拟结果

为了进一步考察在信干比较低时本文所提出信干比估计方法的性能,我们对其性能进行了计算机模拟。信干比在 $-10\text{dB} \sim 60\text{dB}$ 范围内变化,分别模拟文献[4]最佳估计式(3)(式中 M 分别取为 20 个码元和 50 个码元)和本文的式(9)的估计性能,在不同输入信干比下的信干比估计均值曲线如图 2 和图 3 所示。

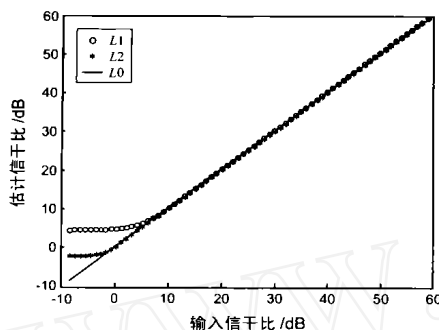


图 2 $M=20$ 时信干比估计的均值曲线

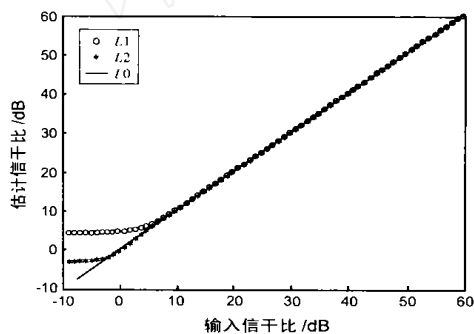


图 3 $M=50$ 时信干比估计均值曲线图

$L1$ 和 $L2$ 分别是采用文献[4]的估计公式和本文所提出估计公式的信干比估计均值曲线。 $L0$ 给出的是实际信干比曲线,实际信干比即输入信干比是在信干比估计中,利用产生噪声和信号的参数计算得到的。由图 2 和图 3 可见,在信干比大于 10dB 时,本文提出的估计方法性能与文献[4]的最佳估计公式的性能一致,并且与实际信干比曲线基本重合。而在信噪比小于 10dB 时,本文提出的估计方法性能优于文献[4];在不同的码元数目的情况下,文献[4]的方法对应的曲线基本不变,而本文提出的方法在码元数目较多时,与实际信噪比的误差较小。

为了进一步比较两种方法的性能,将图 3 局部放大为图 4。由图可见,信干比小于 6dB 时,式(3)信干比估计均值曲线几乎和水平轴平行,保持在 5dB 左右,即其可估计的最小可信信干比为 5dB 左右。本文提出的方法,信干比小于 -3dB 时,信干比估计的均值曲线才和水平轴平行,而当信干比大于 -3dB 时,信干比估计均值曲线和实际信干比曲线基本重合,由此可见,该估计方法最小可信估计信干比为 -3dB ;相对于

文献[4]中的估计方法,最小可信估计信干比提高了 8dB 左右。

在图 2 和图 3 中,小信干比时, $L1$ 产生误差的原因是由于信干比估计公式中统计量不准确和噪声的局部的统计特性与理论上的统计特性存在偏差引起的,而 $L2$ 误差主要是由于有限噪声数据均值不为零产生的;设有限噪声数据 n_{i1} 的均值为 m_I , n_{i2} 的均值为 m_Q ,考虑在信干比较小时即 $a \rightarrow 0$ 时的极限情况,本文提出的信干比估计公式所用的统计量 X 和 Y 为:

$$X = E\{D I_i^2 + D Q_i^2\} = E[n_{i1}^2 + n_{i2}^2] = m_Q^2 + m_I^2 + 2\sigma^2 \quad (10)$$

$$Y = E\{[D I_i^2 - D Q_i^2]^2\} = E[n_{i1}^4 + n_{i2}^4 - 2n_{i1}^2 n_{i2}^2] \\ = 4\sigma^4 + 4\sigma^2 m_I^2 + 4m_Q^2 \sigma^2 + m_I^4 + 4m_Q^2 - 2m_I^2 m_Q^2 \quad (11)$$

则估计的信干比为:

$$\hat{\rho} = \frac{\sqrt{X^2 - Y}}{X - \sqrt{X^2 - Y}} = \frac{2|m_I m_Q|}{2\sigma^2 + m_I^2 + m_Q^2 - 2|m_I m_Q|} \quad (12)$$

由此可见本文所提出公式在低信噪比且统计数据有限时,将产生较大的估计误差,随着统计码元数目的增加, m_I 、 m_Q 将减小,估计误差也将减小。

为了更好地比较图 4 的信干比估计均值曲线性能,引入归一化均方误差 (NMSE),其定义为:

$$\text{NMSE} = \left(\frac{\text{SNIR} - \text{SNIR}}{\text{SNIR}} \right)^2 \quad (13)$$

式中 SNIR 为实际给定的信干比数值, SNIR 为信干比估计均值。

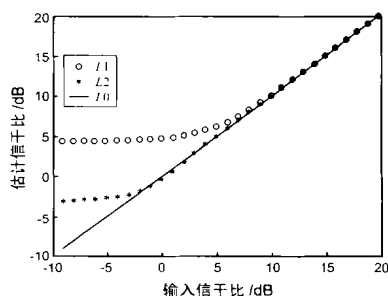


图 4 信干比估计曲线图

图 5 是两种估计方法归一化均方误差曲线图, $LL1$ 为式(3)对应的归一化均方误差曲线, $LL2$ 为本文所提出的信干比估计方法对应的归一化均方误差曲线,由图可见本文所提出的信干比估计方法在 $-3\text{dB} \sim 60\text{dB}$ 信干比范围内,归一化均

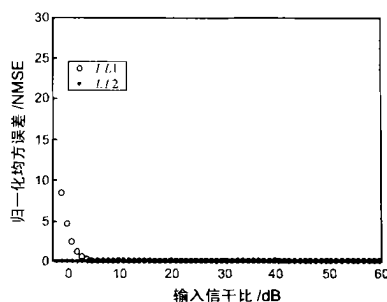


图 5 信干比估计归一化均方误差曲线图

方误差小于 0.029,式(3)在 $-3\text{dB} \sim 10\text{dB}$ 信干比范围内,归一化均方误差小于 20.2,在 $10\text{dB} \sim 60\text{dB}$ 信干比范围内,归一化均方误差均小于 0.02,显然本文提出的方法在信干比较小时性能较好。

6 结论

在 CDMA 通信系统中,为了提高系统容量,通常要在保证性能要求的条件下控制发射功率最低,并且在进行切换和分集合并处理时,接收信号的信干比有时在 0dB 左右^[6]。本文针对 CDMA 系统接收机中解扩后输出 QPSK 基带信号的特点,在分析文献[4]所给出的信噪比估计公式的基础上,提出的信干比估计方法提高了小信干比的估计精度,该方法适用于低信干比的 CDMA 系统以及其他具有 QPSK 基带信号形式的系统。

参考文献:

- [1] 李建东,杨家伟.《个人通信》[M].北京:人民邮电出版社,1999. 203 - 204.
- [2] Zulfiquar Sayeed. Methods of Estimating Signal-to-Noise Ratios [P]. USPG,317,456,Nov.,2001.
- [3] C M Thomas. Maximun Likelihood Estimation of Signal-to-Noise Ratio [D]. Ph. D dissertation, Univ. Of Southern California, Los Angeles. U. S. A., 1967.
- [4] Norman C Beaulieu, et al. Comparison of four SNR estimators for QPSK

modulations[J]. IEEE Communication letters, 2000, 4(2): 43 - 45.

- [5] Julian Cheng, Norman C. Beaulieu. Accurate DS-SS bit-error probability calculation in Rayleigh fading [J]. IEEE Trans. On Wireless Communications, January 2002, 1(1): 1 - 14.
- [6] 王文博等. 时分双工 CDMA [M]. 北京: 北京邮电大学出版社, 2001. 67 - 102.

作者简介:



任光亮 男, 1971 年生于江苏省铜山县, 1993 年毕业于西安电子科技大学, 获得学士学位, 1996 年毕业于中国兵器科学研究院, 获得工学硕士学位, 2001 年至今在西安电子科技大学攻读通信与信息系统专业博士学位, 研究方向为: 无线通信、卫星通信、信号处理等。



常义林 男, 1944 年生于江苏省江都县, 现为西安电子科技大学教授, 博士生导师, 研究方向为: 军事通信, 网络多媒体和网络管理等。