

Rake 接收中信号幅度估计算法及 误差影响分析

李婧盈, 潘申富

(中国电子科技集团公司 第 54 研究所, 石家庄 050081)

摘要: 针对直接扩频通信系统 Rake 接收中信号幅度估计的问题, 分析了幅度估计误差对信号信噪比恶化的影响, 得出归一化幅度估计方差与两路信号合并之后的信号信噪比恶化的关系公式; 对典型的信号幅度估计算法进行分析, 提出了一种基于辅助通道的幅度估计算法, 可以在低信噪比且无数据辅助的情况下获得更好的估计性能; 对于 QPSK 调制, 两路信号信噪比分别为 snr_1 和 snr_2 , 且 $snr_1 \geq snr_2$, $snr_2 \geq -10$ dB, 的条件下, 取观测长度为 2 048, 采用基于辅助通道的幅度估计算法进行信号幅度估计, 实验结果表明, 幅度估计误差导致的性能恶化小于 0.01 dB, 达到了抑制多径干扰、提高通信系统性能的效果。

关键词: 扩频通信; 多径合并; 幅度误差估计; QPSK; Rake 接收

Amplitude Estimation Algorithm and Error Impact Analysis of Rake Received Signal

LI Jingying, PAN Shenfu

(The 54th Research Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Shijiazhuang 050081, China)

Abstract: Aiming at the amplitude estimation of Rake received signal in direct spread spectrum communication systems, the influence of amplitude estimation error on signal-to-noise ratio deterioration is analyzed, and the relationship between the normalized amplitude estimation variance and the signal-to-noise ratio deterioration after merging two signals is obtained; By analyzing amplitude estimation algorithms for typical signals, an amplitude estimation algorithm based on auxiliary channels is proposed to obtain better estimation performance under low signal-to-noise ratio and no data assistance; For the quadrature phase shift keying (QPSK) modulation, the signal-to-noise ratios of two signals are snr_1 and snr_2 , respectively, and under the conditions of $snr_1 \geq snr_2$, $snr_2 \geq -10$ dB, the observation length is taken as 2 048, and the amplitude estimation algorithm based on the auxiliary channel is used to estimate the signal amplitude; Experimental results show that the amplitude estimation error leads to a performance degradation of less than 0.01 dB, suppressing multipath interference and improving the performance of the communication system.

Keywords: spread spectrum communications; multipath signal combining; amplitude error estimation; QPSK; Rake reception

0 引言

随着无线通信技术的快速发展, 通信环境也变得更加复杂, 射频信号在空间传播时由于受到障碍物的影响, 会出现反射、折射、散射等现象, 导致信号从不同的路径到达接收端进行叠加, 产生多径效应^[1]。与直达信号相比, 多径信号通常表现出明显的时间延迟, 并且

在载波相位和码相位上存在一定的偏差, 从而造成信道衰落^[2]。信号幅度也会由于信道衰落和噪声等影响因素发生改变。为了解决多径干扰问题, Price 和 Green 首次提出了采用 Rake 接收技术进行接收^[3]。Rake 接收采用了分集合并的思想, 能够使能量低的多径信号进行加权之后合并, 使信号的能量变强, 因此选择合适的合并加权系数是多径信号合并研究的关键。分集合并技术

收稿日期:2024-10-21; 修回日期:2024-11-18。

作者简介:李婧盈(1999-),女,硕士研究生。

通讯作者:潘申富(1975-),男,博士,研究员。

引用格式:李婧盈,潘申富.Rake 接收中信号幅度估计算法及误差影响分析[J].计算机测量与控制,2025,33(1):285-292,300.

中,最大比合并的性能最优,在最大比合并中,加权系数与多径信号的幅度息息相关,幅度的估计误差会对信号的合并产生影响,因此对于信号幅度的估计准确度至关重要。然而在低信噪比的情况下对于信号幅度的估计较为困难,容易产生较大的估计误差,从而导致合并之后的信号信噪比恶化较大,影响系统的合并性能,因此选择合适的幅度估计算法可以有效地降低幅度估计误差导致的信噪比恶化。

目前,单信号幅度估计的常用方法包括极大似然估计、高阶差分法^[4]以及傅里叶谱分析^[5]。

文献 [6] 中提出了一种利用高次方法对混合信号幅度进行估计的方案。但当两路信号的幅度差异较大时,该方法会产生较大的误差。文献 [7] 提出了一种基于搜索零频率处循环频率轴上强度较大的谱线来进行混合信号幅度估计的方法,该算法能在无先验信息的情况下对低信噪比环境下对混合信号幅度进行较为准确的估计,但当两路信号功率比较大时,会产生较大估计误差。文献 [8] 提出了一种基于判决反馈的迭代算法进行信号幅度估计,该算法适用于 PC-MA 系统,在高信噪比时估计精度较高,但低信噪比情况下,估计精度较差。

综上,本文首先分析了幅度估计误差对信号合并性能的影响,并推导出幅度估计误差导致的信噪比恶化公式,然后提出了一种基于辅助通道的幅度无偏估计算法。该算法不仅能够适用于低信噪比情况下的幅度估计,而且可以在两路信号幅度相差较大时具有较高估计精度。相对于传统的幅度估计算法,本文提出的基于辅助通道的幅度估计算法在信噪比低至 -10 dB 的情况下,依然能够对信号幅度进行准确的估计。取观测长度为 2 048,在正交相移键控(QPSK, quadrature phase shift keying)调制下,幅度误差导致的性能恶化小于 0.01 dB。故采用基于辅助通道的幅度无偏估计算法对信号幅度进行估计能够显著提升通信系统的性能。通过有效降低由于幅度误差引起的信噪比恶化,算法能够抑制多径干扰的影响,从而确保了在复杂的多径传播环境中,降低合并信号后信噪比的损失,使无线通信变得更加可靠。

1 Rake 接收原理

1.1 多径干扰

无线通信的环境较为复杂,在无线信号传输过程中,信息常常会受到多种干扰,其中多径干扰是一种普遍存在的现象,并且对信号的传输效果产生显著的负面影响。多径效应主要是是信号在传播过程中由于受到建筑物等障碍物的影响出现反射、折射和散射等现象,导致同一信号通过不同路径到达接收端,因此接收端接到的信号是由多个不同方向的信号叠加而成的,这些信号

在传输过程中,发生了不同程度的衰减,导致信噪比出现恶化。在接收端,这些信号叠加在直射信号上,导致接收到的信号的信噪比降低,从而导致数据解码的错误率增加,给信号的解扩解调带来了极大的干扰,影响数据传输的可靠性。多径干扰原理如图 1 所示。

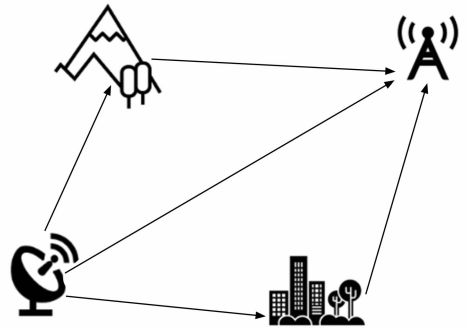


图 1 多径干扰示意图

多径干扰会产生路径损耗、时间选择性衰落、频率选择性衰落等影响通信系统性能的因素。目前,解决多径干扰问题最佳的方法是分集接收技术^[9],即将来自各个路径上的信号提取出来,分别进行处理,最后按照一定的方式进行合并,其能很好地降低信号在多径衰落信道中的误码率^[10]。通过赋予一些能量低的多径信号相应的权值之后合并,将这些能量低的信号利用起来,可以有效地提高接收到的信号信噪比。在直接扩频通信系统中,通过将本地伪随机码与接收到的信号相乘,可以很容易地实现不同方向信号的分离。由于扩频码具有良好的自相关特性^[11],延时大于 1 个码片的宽度的多径信号在解扩过程中被当作“噪声”处理,多径效应近似等效为信道噪声的增加。

1.2 Rake 接收流程

采用 Rake 接收技术可以提高受多径影响的扩频通信系统传输的可靠性。Rake 接收机正是采用分集接收的思想,只要多径信号之间的相对时延超过一个码片的宽度,就可以基于扩频码的自相关特性,用相应时延的一组本地扩频码与接收信号进行相关运算,在接收端将各个相互独立的多径分量分离开,然后对每条路径的信号进行相位修正,以确保不同路径的信号能够对齐,然后利用多径合并模块按照一定的合并技术进行合并^[12]。能够充分利用多径信号的能量,提高信号接收信噪比^[13-15]。Rake 接收原理框图如图 2 所示。

2 幅度估计误差对信噪比恶化的影响分析

2.1 多径信号合并模型

常见的分集合并方式有选择性合并(SC, selective combining)、等增益合并(EGC, equal gain combining)和最大比合并(MRC, maximum ratio combining)等。

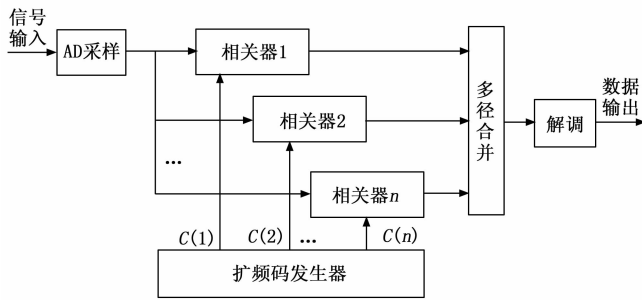


图 2 Rake 接收原理框图

等增益合并是一种简单且有效的信号合并技术, 主要用于多天线系统中。其基本原理是将来自不同接收天线的信号进行相加, 每个信号的增益都设为相同。这种方法的实现相对简单, 易于理解和应用。但是信号强度差异较大, 可能导致合并效果不佳, 因为弱信号的贡献会被强信号掩盖。选择合并的基本原理是在多条信号中选择信号质量最好的那一条进行处理, 简单且有效, 但可能错过其他信号的信息。最大比合并是一种更为复杂但性能更佳的信号合并技术。在这种方法中, 对信噪比低的信号进行加权, 然后合并, 这意味着会充分利用多径信号的能量。因此本文选择最大比合并方式进行信号合并。

假定解扩后对应各路径的接收信号 (按符号周期积分后的数据) 可表示为:

$$r_{ik} = A_i a_k e^{j(2\pi f_i k T + \varphi_i)} + n_{ik} \quad (1)$$

式中, A_i 为信号幅度; a_k 为发送的符号序列, 且具有归一化功率; T 为符号周期; f_i 、 φ_i 分别为载波频率和载波初始相位; n_{ik} 为复噪声, 方差为 σ_i^2 。可以证明, 解扩后各路径接收信号的符号信噪比可表示为:

$$\left(\frac{E_s}{N_0}\right) = \frac{A_i^2}{\sigma_i^2} \quad (2)$$

为使信号合并达到最佳性能, 先需要对各路径信号之间由于收发机之间的相对运动导致的多普勒效应^[16-17]

所产生的载波频率偏差的校正以及初始相位的载波初始相位偏差的校正, 使得各路径信号载波相位基本一致, 以达到同相相加, 提高接收信号信噪比的目的。假定已实现了各路径信号之间的载波相位校正。设定多径路数为 M , 合并时的加权系数为 χ_i , 则加权后合并的信号可表示:

$$r_k = \sum_{i=1}^M \chi_i r_{ik} = \sum_{i=1}^M (\chi_i A_i a_k e^{j\theta_i} + \chi_i n_{ik}) \quad (3)$$

最大比合并是一种以最终性能最优为准则的合并方式^[18-20], 其基本思想是选择合适的合并系数 χ_i , 通过对每一路信号的幅度进行加权, 使得合并后 r_k 的信噪比 (SNR, signal-to-noise ratio) 最高。由于工程实现时, 总是可以用其中一路信号为参考 (以下称之为参考信号), 只要其他任意一路信号与其合并后的信噪比最高, 则最终合并后的信噪比也是最高的, 因此 M 条路径合

并的问题可以简化为两径合并问题。本文讨论多径合并时, 假定多径时延远小于 1 个符号周期, 解扩后各径信号在符号级是对齐的。具体实现时, 应以信噪比最高的路径作为参考, 对信噪比较低的路径进行载波相位校正和幅度加权, 这样在同等误差条件下可以获得更好的性能, 实现框图如图 3 所示。

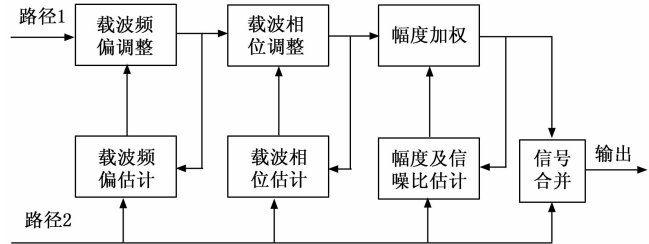


图 3 两径合并实现框图

以两径合并为例, 解扩后的接收信号可表示为:

$$r_{1k} = A_1 a_k e^{j\theta_1} + n_{1k} \quad (4)$$

$$r_{2k} = A_2 a_k e^{j\theta_2} + n_{2k} \quad (5)$$

式中, n_{1k} 、 n_{2k} 为复噪声序列, 统计独立, 方差为 σ_1^2 和 σ_2^2 , 对于 Rake 接收来说, $\sigma_1^2 \approx \sigma_2^2$, 故 n_{1k} 、 n_{2k} 的方差皆为 σ_n^2 。合并后的信号表示为:

$$r_k = r_{1k} + \chi r_{2k} = (A_1 + \chi A_2) a_k e^{j\theta_1} + n_{1k} + \chi n_{2k} \quad (6)$$

合并后的信号功率和噪声功率可分别表示为:

$$p_s = (A_1 + \chi A_2)^2 \quad (7)$$

$$p_n = \sigma_n^2 + \chi^2 \sigma_n^2 \quad (8)$$

合并后的信号信噪比可表示为:

$$\text{SNR} = \frac{p_s}{p_n} = \frac{(A_1 + \chi A_2)^2}{\sigma_n^2 + \chi^2 \sigma_n^2} \quad (9)$$

χ 的取值应使得上式取最大值。因此以 χ 为变量, 对上式求一阶导数, 并令结果等于零, 则可以得到以下等式:

$$\begin{aligned} (\sigma_n^2 + \chi^2 \sigma_n^2)(2\chi A_2^2 + 2A_1 A_2) = \\ 2\chi \sigma_n^2 (A_1^2 + \chi^2 A_2^2 + 2\chi A_1 A_2) \end{aligned} \quad (10)$$

通过计算可以得到 χ 的取值, 即:

$$\chi = \frac{A_2}{A_1} \quad (11)$$

故当加权系数 $\chi = \frac{A_2}{A_1}$ 时, 合并之后的信号信噪比最大。将上式代入式合并后的信噪比表达式, 则可以得到合并后的信噪比 (线性表示):

$$\text{SNR} = \frac{\left(A_1 + \frac{A_2}{A_1}\right)^2}{\sigma_n^2 + \frac{A_2^2}{A_1^2} \sigma_n^2} = \left(\frac{E_s}{N_0}\right)_1 + \left(\frac{E_s}{N_0}\right)_2 = \left(\frac{E_s}{N_0}\right)_{\max} \quad (12)$$

式中, $\left(\frac{E_s}{N_0}\right)_{\max}$ 为按最大比合并原则两径合并后的信号

信噪比。是不存在幅度估计误差的情况下信号合并之后的信噪比理论值。

在 M 路合并的情况下，通过推导可以得到基于最大比合并原则合并后的信噪比为（线性表示）：

$$\left(\frac{E_s}{N_0}\right) = \sum_{i=1}^M \left(\frac{E_s}{N_0}\right)_i \quad (13)$$

2.2 幅度估计误差影响分析

本节以两路信号合并为例，分析幅度估计误差对信号合并性能的影响。假定已完成解扩以及载波相位误差的校正，调制方式分别为 QPSK，参与合并的两路信号可表示为：

$$r_{1k} = A_1 a_k e^{j\theta_k} + n_{1k} \quad (14)$$

$$r_{2k} = A_2 a_k e^{j\theta_k} + n_{2k} \quad (15)$$

式中， A_1 、 A_2 为信号幅度； a_k 为发送的符号序列，且有：

$$E[a_m a_k^*] = \delta(m - k) = \begin{cases} 1 & m = k \\ 0 & m \neq k \end{cases} \quad (16)$$

n_{1k} 、 n_{2k} 为复噪声序列，统计独立，方差为 σ_1^2 和 σ_2^2 ，对于 Rake 接收来说， $\sigma_1^2 \approx \sigma_2^2$ ，故 n_{1k} 、 n_{2k} 的方差皆为 σ_n^2 ；每路信号的符号信噪比分别为 $\frac{A_1^2}{\sigma_n^2}$ 和 $\frac{A_2^2}{\sigma_n^2}$ ，下文分别用 snr_1 、 snr_2 表示。根据前面的分析可知两路信号在无幅度估计误差的情况下合并之后的信号信噪比为两路参与合并的信号信噪比之和。下面分析存在幅度估计误差时合并之后的信号信噪比，并推导出幅度估计误差所导致的信噪比恶化公式。以下为详细推导过程。

按最大比原则合并时，存在幅度估计误差时合并后信号可表示为：

$$r_k = r_{1k} + \hat{\chi} r_{2k} = (A_1 + \hat{\chi} A_2) a_k e^{j\theta_k} + n_{1k} + \hat{\chi} n_{2k} \quad (17)$$

式中，

$$\hat{\chi} = \frac{\hat{A}_2}{A_1} \quad (18)$$

假定幅度估计为无偏估计，则估计结果可表示为：

$$\hat{A}_1 = A_1 + \epsilon_1 \quad (19)$$

$$\hat{A}_2 = A_2 + \epsilon_2 \quad (20)$$

式中， ϵ_1 、 ϵ_2 为估计误差，均值为 0，方差分别为 $\sigma_{\epsilon_1}^2$ 、 $\sigma_{\epsilon_2}^2$ ，对应的归一化幅度估计方差分别为 $\frac{\sigma_{\epsilon_1}^2}{A_1^2}$ 、 $\frac{\sigma_{\epsilon_2}^2}{A_2^2}$ 。

将 (19)、(20) 式代入 (18) 式，得到：

$$\hat{\chi} = \frac{\hat{A}_2}{\hat{A}_1} = \frac{A_2 + \epsilon_2}{A_1 + \epsilon_1} \quad (21)$$

当归一化幅度估计误差较小时，下式近似成立：

$$\frac{1}{A_1 + \epsilon_1} = \frac{1}{A_1 \left(1 + \frac{\epsilon_1}{A_1}\right)} \approx \frac{1}{A_1} \left(1 - \frac{\epsilon_1}{A_1}\right) \quad (22)$$

将式 (22) 代入式 (21)，得到：

$$\hat{\chi} = \frac{A_2 + \epsilon_2}{A_1 + \epsilon_1} \approx \frac{A_2}{A_1} - \frac{A_2 \epsilon_1}{A_1^2} + \frac{\epsilon_2}{A_1} - \frac{\epsilon_1 \epsilon_2}{A_1^2} \quad (23)$$

故可以计算得到小误差情况下，由于幅度估计误差导致的权值方差为：

$$\begin{aligned} \sigma_{\chi}^2 &= \frac{A_2^2 \sigma_{\epsilon_1}^2}{A_1^4} + \frac{\sigma_{\epsilon_1}^2}{A_1^2} + \frac{\sigma_{\epsilon_1}^2 \sigma_{\epsilon_2}^2}{A_1^4} = \\ &\frac{A_2^2}{A_1^2} \times \frac{\sigma_{\epsilon_1}^2}{A_1^2} + \frac{A_2^2}{A_1^2} \times \frac{\sigma_{\epsilon_2}^2}{A_2^2} + \frac{A_2^2}{A_1^2} \times \frac{\sigma_{\epsilon_1}^2 \sigma_{\epsilon_2}^2}{A_1^2 A_2^2} = \\ &\frac{A_2^2}{A_1^2} \times \left(\frac{\sigma_{\epsilon_1}^2}{A_1^2} + \frac{\sigma_{\epsilon_2}^2}{A_2^2} + \frac{\sigma_{\epsilon_1}^2}{A_1^2} \times \frac{\sigma_{\epsilon_2}^2}{A_2^2}\right) \approx \chi^2 \times \left(\frac{\sigma_{\epsilon_1}^2}{A_1^2} + \frac{\sigma_{\epsilon_2}^2}{A_2^2}\right) \end{aligned} \quad (24)$$

权值归一化方差表示为：

$$\frac{\sigma_{\chi}^2}{\chi^2} \approx \frac{\sigma_{\epsilon_1}^2}{A_1^2} + \frac{\sigma_{\epsilon_2}^2}{A_2^2} \quad (25)$$

由上式可知，权值归一化方差近似等于两路径信号幅度归一化方差之和。

令 $\hat{\chi} = \chi + \epsilon$ ， ϵ 为估计误差（以下称之为权值误差），均值为 0，方差为 σ_{ϵ}^2 ，则合并后的信号可表示为：

$$\begin{aligned} r_k &= (A_1 + \hat{\chi} A_2) a_k e^{j\theta_k} + n_{1k} + \hat{\chi} n_{2k} = \\ &(A_1 + \chi A_2) a_k e^{j\theta_k} + \epsilon A_2 a_k e^{j\theta_k} + \epsilon n_{2k} + (n_{1k} + \chi n_{2k}) \end{aligned} \quad (26)$$

无权值误差时的信号功率可表示为：

$$p_s = (A_1 + \chi A_2)^2 \quad (27)$$

无权值误差时的噪声功率可表示为：

$$p_n = \sigma_n^2 + \chi^2 \sigma_n^2 \quad (28)$$

有权值误差时，式 (26) 中第 1、2 项为信号，故信号功率可表示为：

$$p_s = (A_1 + \chi A_2)^2 + A_2^2 \sigma_{\epsilon}^2 \quad (29)$$

有权值误差时，式 (26) 中第 3、4 项为噪声，其功分别表示为：

$$p_{n2} = \sigma_n^2 \sigma_{\epsilon}^2 \quad (30)$$

$$p_{n3} = \sigma_n^2 + \chi^2 \sigma_n^2 \quad (31)$$

因此，权值误差导致的信噪比恶化可表示为：

$$\begin{aligned} \lambda &= 10 \lg \left(\frac{(A_1 + \chi A_2)^2}{\sigma_n^2 + \chi^2 \sigma_n^2} \times \frac{\sigma_n^2 + \chi^2 \sigma_n^2 + \sigma_{\epsilon}^2 \sigma_n^2}{(A_1 + \chi A_2)^2 + A_2^2 \sigma_{\epsilon}^2} \right) = \\ &10 \lg \left(1 + \frac{snr_1 \sigma_{\epsilon}^2}{snr_1 + snr_2} \right) - 10 \lg \left(1 + \frac{snr_1 snr_2 \sigma_{\epsilon}^2}{(snr_1 + snr_2)^2} \right) = \\ &10 \lg \left(1 + \frac{snr_2 \sigma_{\epsilon_1}^2}{snr_1 + snr_2} \right) - 10 \lg \left(1 + \frac{snr_2 \sigma_{\epsilon_2}^2}{(snr_1 + snr_2)^2} \right) \text{dB} \end{aligned} \quad (32)$$

将 $\sigma_{\epsilon}^2 \approx \chi^2 \times \left(\frac{\sigma_{\epsilon_1}^2}{A_1^2} + \frac{\sigma_{\epsilon_2}^2}{A_2^2}\right)$ 代入上式，得到：

$$\begin{aligned} \lambda &\approx 10 \lg \left\{ 1 + \frac{snr_2 (\sigma_{\epsilon_1}^2 + \sigma_{\epsilon_2}^2)}{snr_1 + snr_2} \right\} - \\ &10 \lg \left\{ 1 + \frac{snr_2^2 (\sigma_{\epsilon_1}^2 + \sigma_{\epsilon_2}^2)}{(snr_1 + snr_2)^2} \right\} \text{dB} \end{aligned} \quad (33)$$

式中，在 QPSK 调制下，两路信噪比不同的信号的归一化幅度估计方差与合并之后的信号信噪比恶化之间的关系。

表 1 性能损失与幅度估计误差的关系

信噪比 1/dB	信噪比 2/dB	归一化幅度方差 1	归一化幅度方差 2	性能恶化/dB(计算)	性能恶化/dB(仿真)
-3	-10	0.000 487	0.002 4	0.001 7	0.002
-10	-3	0.002 4	0.000 487	0.001 7	0.001 9
6	3	0.000 061	0.000 122	$1.767 5 \times 10^{-4}$	$1.760 2 \times 10^{-4}$
3	6	0.000 122	0.000 061	$1.767 3 \times 10^{-4}$	$1.758 9 \times 10^{-4}$

设计仿真,令观测长度为 2 048,调制方式分别为 QPSK,得到性能恶化的仿真值;根据信号幅度估计的(克拉美·罗界)CRB公式计算不同信噪比对应的归一化幅度方差,并根据式(33)得到在 QPSK 调制下,性能恶化的计算值。幅度及归一化方差的 CRB 由文献[21]给出:

$$CRB\left(\frac{\hat{A}}{A}\right) = \frac{CRB(\hat{A})}{A^2} = \left(2L \frac{E_s}{N_0}\right)^{-1} \quad (34)$$

由表 1 可知,仿真结果与根据式(33)计算得到的结果基本一致,验证了公式的正确性,因此幅度估计误差会导致系统性能恶化。现需要选择合适的信号幅度估计算法及算法参数,使信号在低信噪比的情况下,由幅度估计误差所导致的系统性能恶化小于 0.01 dB。

3 典型幅度估计算法适用性分析

为实现最大比合并,需要对两路信号的幅度进行估计,然后根据 $\chi = A_2/A_1$,对信噪比较低的信号进行幅度加权。本节对基于数据辅助的幅度估计、基于判决反馈的幅度估计以及基于高阶矩的幅度估计方法进行探讨,分析其优劣性以及适用条件。定义归一化幅度均方差为 $\sigma_{\hat{A}}^2 = E[(\hat{A} - A)^2] / A^2$,调制方式为 QPSK。

3.1 基于数据辅助的幅度估计

假定已经获得精确的载波同步和扩频码同步,解扩后的信号可表示为:

$$r_k = Aa_k + n_k \quad (35)$$

式中, a_k 为发送的符号序列,具有归一化能量; n_k 为复噪声序列,方差为 σ_n^2 。当发送符号序列已知时,可通过下式估计信号幅度:

$$\hat{A} = \frac{1}{L} \sum_{k=1}^L Re[r_k a_k^*] \quad (36)$$

上式为信号幅度估计的最佳估计器。以 QPSK 为例,观测长度为 2 048 时,归一化幅度估计方差仿真结果如图 4 所示。由仿真结果可知,基于数据辅助的估计算法估计出的信号幅度归一化均方差接近信号幅度估计的 CRB,在符号信噪比低至 -10 dB 时,仍然可以有效工作。但实际工程应用时,解调完成之前接收端并不知道发送符号序列 a_k 。如果利用基于数据辅助的算法分别估计各径的信号幅度,则需要发端周期性发送符号已知的导频信号,这将会导致较大的物理层开销。故基于数据辅助的估计算法不适用实际工程应用。

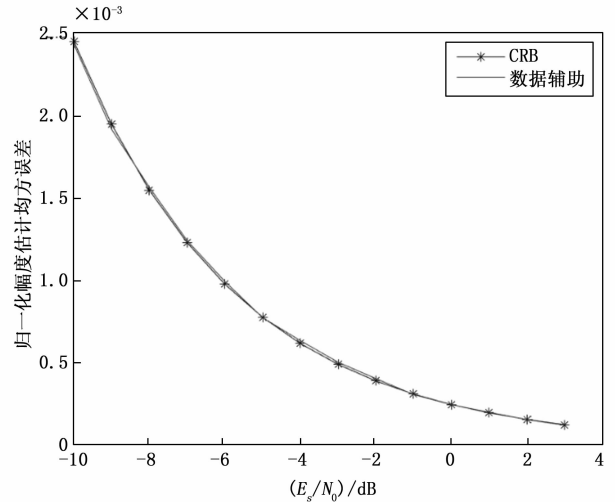


图 4 基于数据辅助的归一化幅度估计方差

3.2 基于判决反馈的幅度估计

在发送的符号序列 a_k 未知时,可采用判决反馈法的方法估计信号幅度:

$$\hat{A} = \frac{1}{L} \sum_{k=1}^L Re[r_k \hat{a}_k^*] \quad (37)$$

在没有数据辅助的情况下,可以通过对式(35)进行硬判决,得到发送符号序列 a_k 的估计值 \hat{a}_k 。由于对符号序列 a_k 的估计存在错误,因此幅度估计是有偏的。

以 QPSK 为例,观测长度为 2 048 时,归一化幅度估计方差仿真结果如图 5 所示。由仿真结果可知,基于判决反馈的估计算法估计出的信号幅度归一化均方差在高信噪比时接近信号幅度估计的 CRB,但当信号的符号信噪比越低,信号幅度归一化估计均方差与幅度估计的 CRB 相差越大。符号信噪比为 -3 dB 时,差值为 0.158 2,为 -6 dB 时差值为 0.620 2,当符号信噪比低至 -10 dB 时,差值为 2.715 2,幅度估计已经存在较大偏差,故基于判决反馈的估计算法在低信噪比情况下无法有效工作。

基于判决反馈的估计算法由于实现简单而得到了广泛的应用。该算法在高信噪比下的估计性能与最佳估计器的性能接近,但低信噪比情况下估计性能受误码影响。

3.3 基于高阶矩的幅度估计

数据辅助和判决反馈算法均需要在载波恢复后才能有效工作,而基于高阶矩的 M2M4 算法则可以在载波恢复前对信号幅度进行估计,不需要严格的载波同步。

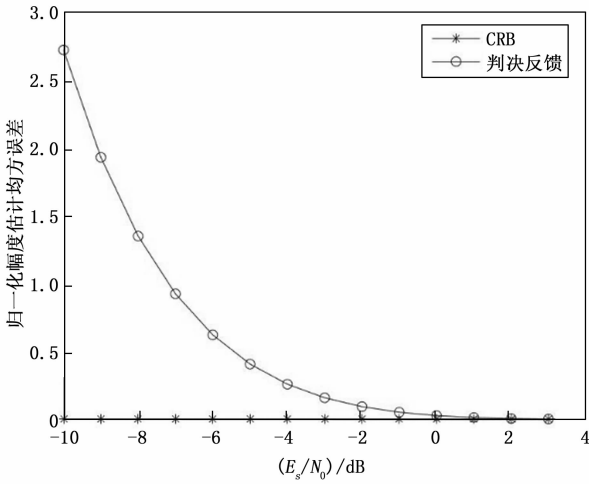


图 5 基于判决反馈的归一化幅度估计方差

解扩后的信号可表示为：

$$r_k = Aa_k e^{j(2\pi f_k T + \theta)} + n_k \quad (38)$$

式中， A 为信号幅度； f 为载波频率； θ 为载波初始相位； T 为符号周期； n_k 为复噪声序列，且有：

$$E(n_k n_k^*) = \sigma_n^2 \quad (39)$$

$$E(n_k n_k^* n_k n_k^*) = 2\sigma_n^4 \quad (40)$$

a_k 为发送的符号序列，具有归一化能量。接收信号的符号信噪比表示为：

$$\frac{E_s}{N_0} = \frac{A^2}{\sigma_n^2} \quad (41)$$

由式 (50) 描述的信号的二阶矩为：

$$M_2 = \frac{1}{L} \sum_{k=1}^L r_k r_k^* \quad (42)$$

其均值为：

$$E(M_2) = \frac{1}{L} \sum_{k=1}^L E(r_k r_k^*) = A^2 + \delta^2 \quad (43)$$

描述的信号的四阶矩为：

$$M_4 = \frac{1}{L} \sum_{k=1}^L (r_k r_k^*)^2 \quad (44)$$

针对 QPSK 等幅调制信号，通过计算，其均值为：

$$E(M_4) = \frac{1}{L} \sum_{k=1}^L E[(r_k r_k^*)^2] = A^4 + 2\sigma_n^4 + 4A^2\sigma_n^2 \quad (45)$$

基于以上分析可以得到针对 QPSK 幅调制信号，接收信号的幅度估计结果为：

$$\hat{A} = \sqrt{2M_2^2 - M_4} \quad (46)$$

以 QPSK 为例，观测长度为 2 048 时，归一化幅度估计方差仿真结果如图 6 所示。由仿真结果可知，基于高阶矩的估计算法估计出的信号幅度归一化均方差虽然不要求严格的载波恢复，但估计性能整体较差。符号信噪比为 -3 dB 时，差值为 0.169 6，为 -6 dB 时差值为 0.166 1，符号信噪比为 -10 dB 时，差值为 0.203 1。

根据前面的分析和仿真，可以得到以下基本结论：

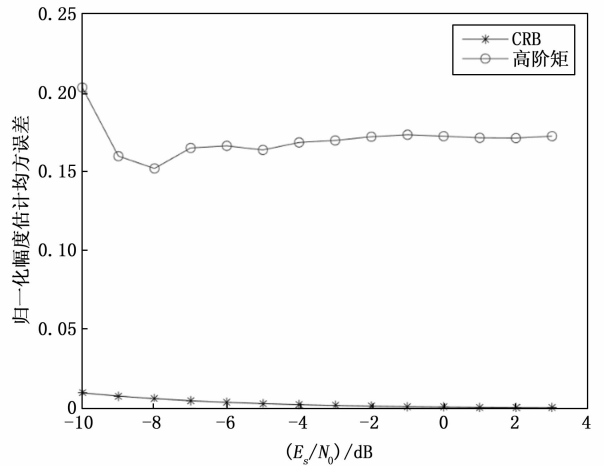


图 6 基于高阶矩的归一化幅度估计方差

基于数据辅助的算法性能最好，观测长度为 2 048 个符号、符号信噪比大于等于 -10 dB 时，归一化幅度估计方差曲线与 CRB 曲线基本拟合，幅度估计值准确，但该算法要求先对各径信号进行载波恢复，并且会导致较大的物理层开销，因此工程实用性较差；基于判决反馈的算法由于受误码率影响，在低信噪比情况下估计性能较差，且该算法也要求先对各径信号进行载波恢复；高阶矩的算法不要求严格的载波恢复，工程实用性较强，但估计性能较差。

4 基于辅助通道的幅度估计算法

现提出一种基于辅助通道的幅度估计算法，该算法可用于 Rake 接收中的幅度及权值估计，无需数据辅助和严格的载波恢复，工程实用性较强，且在信噪比低至 -10 dB，各路径信号幅度差距较大的条件下，能在低信噪比使归一化幅度估计均方误差接近 CRB，较为准确的进行幅度估计，获得很好的估计性能。

4.1 算法分析

发端采用根升余弦脉冲成形，对接收扩频信号进行匹配滤波，假定已经获得理想的载波同步和扩频码同步（工程实现时，需要考虑载波同步和扩频码同步损失，对估计结果进行修正），取无码间串扰点，得到样本序列：

$$r_k = A s_k + n_k \quad (47)$$

式中， A 为信号幅度， s_k 为经数据符号调制后的扩频码序列，且有：

$$E(s_k s_k^*) = 1 \quad (48)$$

n_k 为复噪声序列，方差为 σ_n^2 。假定扩频比为 N ，则解扩后接收信号的幅度为 NA ，符号信噪比可表示为：

$$\frac{E_s}{N_0} = N \frac{A^2}{\sigma_n^2} \quad (49)$$

将式 (59) 的接收样本序列与本地扩频码序列 c_k （取值为 ± 1 ）相乘，并在一个符号周期内进行累加，得到解扩后的数据：

$$d_m = \sum_{k=(m-1)N+1}^{mN} r_k c_k^* \quad (50)$$

通过以下运算可以得到每符号周期内信号和噪声总功率的无偏估计:

$$M_0 = \frac{1}{L} \sum_{m=1}^L d_m d_m^* \quad (51)$$

其均值为:

$$E(M_0) = \frac{1}{L} \sum_{m=1}^L E(d_m d_m^*) = \frac{1}{L} \sum_{m=1}^L (N^2 A^2 + N\sigma_n^2) = N^2 A^2 + N\sigma_n^2 \quad (52)$$

基于 1 个或多个辅助通道, 将式 (59) 所示的接收样本序列与和不相关的伪噪声序列 x_k (取值为 ± 1) 相乘, 并在一个符号周期内进行累加, 得到:

$$y_m = \sum_{k=(m-1)N+1}^{mN} r_k x_k^* \quad (53)$$

假定观测长度为 L 个符号, 则通过以下运算可以得到每符号周期内噪声功率的有偏估计:

$$M_1 = \frac{1}{L} \sum_{m=1}^L y_m y_m^* \quad (54)$$

其均值为:

$$E(M_1) = \frac{1}{L} \sum_{m=1}^L E(y_m y_m^*) = \frac{1}{L} \sum_{m=1}^L (NA^2 + N\sigma_n^2) = NA^2 + N\sigma_n^2 \quad (55)$$

基于 p 个辅助通道, 利用 p 个不相关的伪噪声序列 x_k , 可以计算得到 p 个 M_1 , 计算其均值为:

$$M_1^p = \frac{1}{p} \sum_{i=1}^p M_1(i) \quad (56)$$

因此, 基于 p 个辅助通道, 可以得到解扩后信号幅度的无偏估计:

$$\hat{A}_1 = N\hat{A} = N\sqrt{\frac{M_0 - M_1^p}{N(N-1)}} \approx \sqrt{M_0 - M_1^p} \quad (57)$$

以 QPSK 为例, 滚降系数 0.3, 扩频比为 32, 观测长度为 2 048 个符号。辅助通道数量为 8 时, 归一化幅度估计方差仿真结果如图 7, 归一化幅度估计偏差图 8 所示。由仿真结果可知, 基于辅助通道的估计算法在符号信噪比低至 -10 dB 时仍然可以有效工作, 且估计结果近似无偏。

该算法的归一化幅度估计性能如表 2 所示。

4.2 参数设计与实验结果

本文假定一种低信噪比情况, 即参与合并的的两条路径信号信噪比分别为 snr_1 和 snr_2 , 其中最弱路径信号信噪比 snr_2 大于等于 -10 dB。调制方式为 QPSK, 观测长度为 2 048, 采用基于辅助通道的幅度估计算法进行幅度估计, 基于选择的算法及算法参数, 进行实验。

且由前面的研究可知, 幅度误差导致的信噪比损失公式为式 (33), 将利用 4.1 节仿真得到的归一化幅度估计方差代入 (33) 式, 计算结果如表 3 所示。

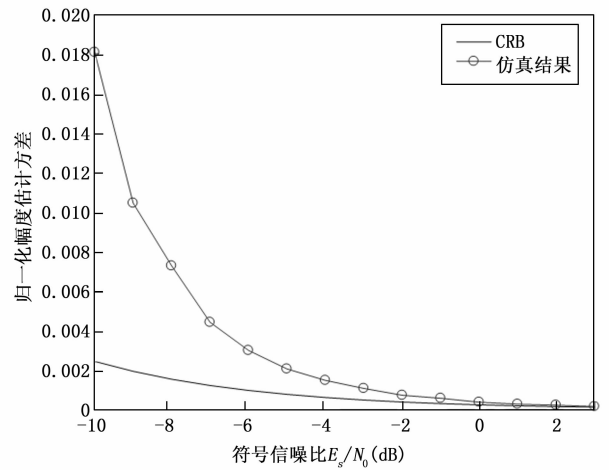


图 7 基于辅助通道的归一化幅度估计方差

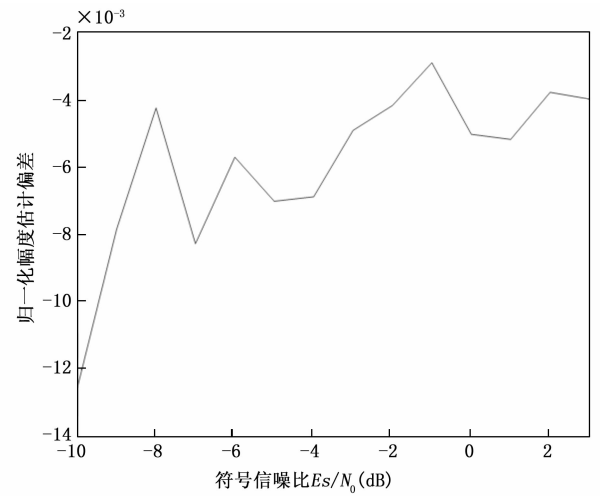


图 8 基于辅助通道的归一化幅度估计偏差

表 2 基于辅助通道算法的幅度估计性能

信噪比 /dB	估计方差 (仿真)	估计方差 (MCRB)	观测长度
-10	0.017 9	0.002 4	2 048
-6	0.002 7	0.000 97	2 048
-3	0.000 91	0.000 49	2 048
0	0.000 45	0.000 24	2 048
6	0.000 067	0.000 061	2 048

表 3 幅度校正性能仿真结果

序号	信噪比 1/dB	信噪比 2/dB	信噪比恶化(计算)/dB
1	-6	-6	0.006
2	-3	-10	0.002
3	-3	-6	0.004
4	-3	-3	0.002
5	0	-6	0.001
6	0	-3	0.001
7	0	0	0.001
8	3	-3	0.000
9	3	0	0.001
10	3	3	0.001

故基于本章设计的算法及和理论分析设计的算法参数,对于 QPSK 调制,在 $snr_1 \geq snr_2$, $snr_2 \geq -10$ dB,的条件下,采用基于辅助通道的幅度估计算法,取观测长度为 2 048,幅度误差导致的性能恶化小于 0.01 dB。

5 结束语

信号在传输的过程中会受到建筑物等障碍的影响,产生多径效应,从而导致接收信号的信噪比恶化。在现代无线通信系统中,分集合并技术是当前解决多径干扰问题的有效手段之一。这种技术能够有效提高接收信号的质量,减少由于多径效应带来的负面影响。Rake 接收机正是采用了分集接收的思想,其主要作用是对能量较低的信号进行加权之后合并,从而使最终接收到的信号能量变强。通过这种方式,Rake 接收器能够在复杂的传播环境中,改善信号的可用性和可靠性。因此,多径合并模块成为 Rake 接收研究的重点内容之一。在这个模块中,选择合适的最大比合并加权系数是实现多径信号合并研究的关键。本文根据推导得出对于两径信号合并,加权系数为两径信号幅度之比时,合并之后的信号信噪比最大,为两路信号信噪比之和,且在最大比合并中,两路信号合并的权值归一化方差近似等于两路径信号幅度归一化方差之和,故幅度的估计误差会对信号的合并产生影响。为了提高系统的通信性能,降低接收信号的信噪比恶化,在多径环境中,对低信噪比信号幅度估计的准确度至关重要。相对于传统的幅度估计算法,本文提出的基于辅助通道的幅度估计算法在信噪比低至 -10 dB 的情况下,依然能够有效地对信号幅度进行估计,显著提高了在低信噪比环境下的估计精度。取观测长度为 2 048,调制方式为 QPSK,实验结果表明,幅度误差导致的性能恶化小于 0.01 dB。故使用该算法对幅度进行估计,可以获得优良的估计性能,显著降低由幅度误差引发的信噪比恶化,进而达到抑制多径干扰的目的。提高了通信系统的性能,使通信系统能够在面对复杂的多径环境时,充分利用多径信号的能量,减少接收信号的信噪比损失,从而实现更可靠的无线通信。

参考文献:

- [1] ZHAN Y F, ZENG G M, DUAN C W. A high order statistics based multipath interference detection method [J]. IET Communications, 2021, 15 (12): 1586 - 1596.
- [2] TARAGIN Y, PINHASI G A, PINHASI Y. The effects of multipath delay spread on the performance of high rate digital QAM and OFDM wireless link operating in tunnels [C] //2024 IEEE INCUSN-CURSI Radio Science Meeting (Joint with APS Symposium), 2024: 189 - 189.
- [3] CHIN A C G, ALIAS M Y, JIAT T J, et al. Long channel multipath shortening using statistical selection rake receiver [C] //2017 International Conference on Information and Communication Technology Convergence (ICTC), 2017: 19 - 23.
- [4] WU J K, LONG J, LIANG Y. Estimation of frequency, amplitude and phase of sinusoidal signal [C] //IEEE 2004 International Symposium on Industrial Electronics, Palais des Congress Ajaccio. IEEE, 2004: 353 - 356.
- [5] HUANG X D, WANG Z, HUO G Q. New method of estimation of phase, amplitude, and frequency based all phase fft spectrum analysis [C] //Proceedings of 2007 International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems. IEEE, 2007: 284 - 287.
- [6] 万 坚, 涂世龙. 通信混合信道盲分离理论与技术 [M]. 北京: 国防工业出版社, 2012.
- [7] 芮国胜, 徐 彬, 张 嵩. 单通道混合信号的幅度估计算法 [J]. 通信学报, 2011, 32 (12): 82 - 87.
- [8] 潘申富, 白 栋, 依 那, 等. 成对载波多址系统中干扰信号幅度的估计 [J]. 真空电子技术, 2003, 45 (2): 21 - 24.
- [9] SILVA S V L D, JIMENEZ L P, GARCIA F D A, et al. Performance analysis of equal-gain combining receivers over composite multipath/shadowing fading channels [J]. IEEE Access, 2024, 12 (7): 90726 - 90737.
- [10] KARBOLIN V A, NOSOV V I, KALININ V O. Performance analysis of UWB communication receiver in multipath environment based on RAKE receiver [C] // 2020 21st International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM), 2020: 98 - 103.
- [11] XU J, ZHANG Z. FPGA spread spectrum communication method based on M sequence [C] //2021 3rd International Conference on Intelligent Control, Measurement and Signal Processing and Intelligent Oil Field (ICMSP), 2021: 103 - 107.
- [12] 周洪霞, 唐金元, 李洪烈. 低信噪比下短波数传系统 Rake 接收机设计 [J]. 通信技术, 2011, 45 (5): 37 - 39, 76.
- [13] 杨 康. 多径信道下 Rake 接收机的性能分析 [J]. 舰船电子对抗, 2024, 47 (2): 10 - 13.
- [14] LAKSHMI B A, SAHITH B V, V PAVAN SAI KIRAN N, et al. Design and Analysis of Rake Receiver [C] //2023 International Conference on Sustainable Computing and Data Communication Systems (ICSC-DS), 2023: 1020 - 1027.

(下转第 300 页)