

一种 QAM 信号的盲信噪比估计算法

许 华,樊龙飞,郑 辉

(西南电子电信技术研究所信号盲处理国防科技重点实验室,四川成都 610041)

摘 要: 本文首先推导了 QAM 信号信噪比估计的克拉米罗下限,然后以两个统计量比值与信噪比关系的研究为基础,提出了一种 QAM 信号的盲信噪比估计算法。虽然高阶 QAM 信号的信噪比估计需要较多的观察数据才能得到准确的信噪比估计值,但是本算法不需要额外的存储器来存储这些数据;并且该算法具有非常低的运算复杂度。文章还以多种 QAM 信号为例进行了具体的分析和计算机仿真,分析和仿真的结果表明在合适的观察数据长度下,该算法对文中测试的各种 QAM 信号都能进行有效估计。

关键词: QAM 信号; 信噪比估计; 克拉米罗限; 数据拟合

中图分类号: TN92 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2005) 04-0758-04

A Blind SNR Estimation Algorithm for QAM Signals

XU Hua, FAN Long-fei, ZHENG Hui

(National Defence key Laboratory of Blind Processing of Signals, Southwest Inst. of Electron. & Telecom. Techn., Chengdu, Sichuan 610041, China)

Abstract: The Cramer-Rao Lower Bounds (CRLB) of signal-to-noise-ratio (SNR) estimation for quadrature amplitude modulation (QAM) signals is derived, and then a blind SNR estimation algorithm for QAM signals based on a statistical ratio of observables over a block of data is presented. Although the SNR estimation for QAM signals needs large numbers of observation symbols for good performance, the algorithm presented in this paper needs not any extensive memory to store those data. And the algorithm has very low computational complexity. The detail analysis and computer simulation for some kinds of QAM signals are also presented. It can be seen from the results that when there are enough observation data, this algorithm can work effectively for all kinds of QAM signals tested in this paper.

Key words: quadrature amplitude modulation signals; SNR estimation; Cramer-Rao bounds; data fitting

1 引言

信噪比估计是信道估计的一个重要组成部分,它提供了切换、功率控制和信道分配算法所需的信道质量信息,这对于蜂窝和卫星通信系统来说是非常重要的;同时,许多解调和译码的算法都需要准确的信噪比信息才能达到最优的性能,因此信噪比估计的研究在近几年来逐渐成为研究热点。此外,由于不需要已知传输序列,信噪比的盲估计有更吸引人的应用前景,现在对信噪比盲估计的研究可以分为两类:一是在中频(包括零中频)进行的信噪比估计研究,这种处理方式可以提供原始的信道质量信息不但可以为解调带来好处也可以为调制方式的识别提供信息,但是这种处理方式一般都有令人生畏的运算量。如文献[1]提出了利用接收信号自相关矩阵的奇异值分解进行信噪比估计的子空间方法,它首先需要构造 $L \times L$ 维的相关值矩阵 ($L = 2000 \sim 20000$),然后对这个矩阵进行奇异值分解,巨大的运算量限制了它的应用范围。二是在基带利用输入判决器之前的信号进行信噪比估计,它不但可以提供信道信息而且可以确定解调器所能达到的性能参数(如误码性能),另外此类信噪比估计的运算量一般较小可以实现实时应用,所以对基带信号信噪比估计的研究要广泛得多^[2~9]。对基带信噪比估计的方法有基于统计量(低阶和高

阶)的方法^[2~6]和最大似然的估计方法^[8,9],但是这些对信噪比估计的研究都只是局限于 MPSK 等常模信号,对 QAM 等非常模信号的信噪比估计还未见公开发表的研究成果。

本文首先建立了信号模型,推导了 QAM 信号信噪比估计的克拉米罗下限,然后采用与文献[2~4]相同的分析方法,利用两个统计量(低阶)的比值,即 $z = E(y^2) / E(|y|)^2$,推导了该统计量与信噪比的关系,并利用一个多项式近似这种关系得到了一种在测试区间内准确的盲信噪比估计算法,文章最后对该方法进行了数值仿真和性能分析。

2 信号模型

对于一个正常的通信系统来说,信号输入判决器之前应该基本消除了载波偏差和码间干扰,仅混有加性高斯白噪声。

该信号可以表示为: $r_k = f x_k + n_k, k = 1, 2, \dots, L$ (1)

其中 x_k 是真实的星座信号, f 为衰落因子,假定在观察期间内 f 是未知的固定常量, n_k 是零均值的复高斯白噪声,其实部和虚部的方差都为 σ^2 , L 为用于估计的数据样本长度。由于 QAM 星座中各个星座点的发射概率相同,因此落在实轴和虚轴上各幅度值的概率也是已知的,我们将式(1)的实部和虚部分别考虑可重新写成: $n_{k_r} / \sigma = \pm k_r / Q A_{\max} + n_{k_r} / Q$ (2) 这里取 +、- 号的概率分别是 $1/2$, A_{\max} 为接收真实信号实部

和虚部的最大幅度值,是未知的,其中包括了固定的衰落刻度 f ,所以 A_{\max} 在观察期间也是未知常量;下标 I 表示实部(即同相部分),下标 Q 表示虚部(即正交部分); $k_{I/Q}$ 表示接收幅度值相对与最大幅度值的比例系数,设 $k_{I/Q}$ 的取值在向量 \mathbf{r}_k 中而对应的取值概率在向量 \mathbf{p} 中.由于 QAM 信号的星座是对称的,其信号实部和虚部的平均功率相同,于是可得到:

$$SNR = P_{QAM}/2 = P_{QAM_{I/Q}} = P_{QAM_{I/Q}}/2 = P_{QAM_{I/Q}}/2 \quad (3)$$

其中, $P_{QAM_{I/Q}}$ 可以通过 \mathbf{r}_k 和 A_{\max} 来表示

$$P_{QAM_{I/Q}} = E(|f x_k|^2) = S Q(\mathbf{r}_k)^T A_{\max}^2 = A_{\max}^2 \quad (4)$$

这里运算符 SQ 表示当 $\mathbf{r}_k = [r_{k1}, r_{k2}, \dots, r_{kN}]$ 时, $SQ(\mathbf{r}_k) = [r_{k1}^2, r_{k2}^2, \dots, r_{kN}^2]$. 符号 $\mathbf{r}_k = S Q(\mathbf{r}_k)^T$, N 为 \mathbf{r}_k 的长度,上标 T 表示转置.对于方形和十字形星座,常见 QAM 信号的向量 \mathbf{r}_k 及数值 \mathbf{p} 在表 1 中列出

表 1 常见 QAM 信号的向量 \mathbf{r}_k 和 \mathbf{p} 的值及计算得到的

星座名称	值	值	
16QAM	[1/3, 1]	[1/2, 1/2]	5/9
32QAM	[1/5, 3/5, 1]	[3/8, 3/8, 2/8]	2/5
64QAM	[1/7, 3/7, 5/7, 1]	[1/4, 1/4, 1/4, 1/4]	3/7
128QAM	[1/11, 3/11, 5/11, 7/11, 9/11, 1]	[3/16, 3/16, 3/16, 3/16, 2/16, 2/16]	41/121
256QAM	[1/15, 3/15, 5/15, 7/15, 9/15, 11/15, 13/15, 1]	[1/8, ..., 1/8]	17/45

3 QAM 信号信噪比估计的克拉米罗下限(CRLB)

从式(4)可以看出,信噪比的估计包含了两个参数.定义参数矢量, $\mathbf{r}_k = [A_{\max}^2]$ 并把信噪比表示为 dB 的形式可以得到

$$g(\mathbf{r}_k) = 10 \log \left(\frac{A_{\max}^2}{2} \right) \quad (5)$$

那么,克拉米罗下限可以表示为

$$CRLB(\mathbf{r}_k) = \frac{\partial g(\mathbf{r}_k)}{\partial \mathbf{r}_k} I^{-1}(\mathbf{r}_k) \frac{\partial g(\mathbf{r}_k)}{\partial \mathbf{r}_k}^T \quad (6)$$

其中 $I(\mathbf{r}_k)$ 是 Fisher 信息矩阵

$$I(\mathbf{r}_k) = \begin{bmatrix} -E \left\{ \frac{\partial^2 \ln P(\mathbf{r}_k)}{\partial^2 A_{\max}^2} \right\} & -E \left\{ \frac{\partial^2 \ln P(\mathbf{r}_k)}{\partial A_{\max}^2 \partial^2} \right\} \\ -E \left\{ \frac{\partial^2 \ln P(\mathbf{r}_k)}{\partial^2 \partial A_{\max}^2} \right\} & -E \left\{ \frac{\partial^2 \ln P(\mathbf{r}_k)}{\partial^2 2^2} \right\} \end{bmatrix} \quad (7)$$

从式(5)可以得到

$$\frac{\partial g(\mathbf{r}_k)}{\partial \mathbf{r}_k} = \begin{bmatrix} \frac{20}{\ln(10) (A_{\max}^2)} & \frac{-10}{\ln(10) 2^2} \end{bmatrix} \quad (8)$$

当发送数据已知时,其对数似然函数为

$$\ln P(\mathbf{r}_k) = -L \ln(2 M^2)$$

$$- \sum_{k=0}^{L-1} \frac{(r_{kI} A_{\max}(\pm i_{I,I})^2 + (r_{kQ} A_{\max}(\pm i_{I,Q})^2)}{2^2}, \quad i = 1 \dots N \quad (9)$$

$$\text{可以得到 } I(\mathbf{r}_k) = \begin{bmatrix} \frac{L}{2} & 0 \\ 0 & \frac{L}{4} \end{bmatrix}. \text{ 于是数据辅助的克拉米罗下}$$

限为,

$$CRLB(\mathbf{r}_k) = \frac{100}{L (\ln(10))^2} \left(\frac{4}{1} + 1 \right) \quad (10)$$

当发送数据未知时,似然函数为

$$\ln P(\mathbf{r}_k) = -L \ln(2 M^2) - \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{L-1} (r_{kI}^2 + r_{kQ}^2) + \sum_{k=0}^{L-1} \ln \left\{ 2 \exp \left(- \frac{A_{\max}^2 (i_{I,I}^2 + i_{I,Q}^2)}{2^2} \right) \right\} \cosh \left(R \left[\frac{A_{\max}^2 (i_{I,I}^2 + i_{I,Q}^2)}{2} g \arctan \left(\frac{i_{I,I}}{i_{I,Q}} \right) \right] \right) \quad (11)$$

通过将式(11)代入式(7),得到 $I(\mathbf{r}_k)$,然后将 $I(\mathbf{r}_k)$ 代入式(6)可以得到 QAM 信号盲(非数据辅助)信噪比估计克拉米罗下限,但是计算的复杂度制约了我们得到便于操作的简化结果,所以本文使用有数据辅助的 CRLB. 根据文献[10]对 PSK 信号信噪比估计的结论:低信噪比时,数据辅助的 CRLB 要比非数据辅助的 CRLB 低,而且星座越复杂两者之间的差别越大.

4 基于统计量的 QAM 信号信噪比估计算法

采用与文献[2~4]相同的分析方法,考虑 $r_{kI/Q}$ 平方的均值和 $r_{kI/Q}$ 绝对值的均值,得到

$$E(r_{kI/Q}^2) = P_{QAM_{I/Q}} + \frac{1}{2} \quad (12)$$

$$E(|r_{kI/Q}|) = \sqrt{\frac{1}{2}} e^{-\frac{SQ(\mathbf{r}_k) A_{\max}^2}{2^2}} \left[\frac{A_{\max}^2}{\sqrt{2}} \odot \text{eff} \left(\frac{A_{\max}^2}{\sqrt{2}} \right) \right]^T \quad (13)$$

这里 \odot 表示数组乘,即当 $\mathbf{r}_k = [r_{k1}, r_{k2}, \dots, r_{kN}]$, $\mathbf{p} = [p_1, p_2, \dots, p_N]$ 时, $\odot = [p_1 r_{k1}, p_2 r_{k2}, \dots, p_N r_{kN}]$;根据式(12)和(13)得到,

$$\frac{E(r_k^2)}{[E(|r_k|)]^2} = \frac{1 + P_{QAM_{I/Q}}}{\left\{ \sqrt{\frac{1}{2}} e^{-\frac{SQ(\mathbf{r}_k) A_{\max}^2}{2^2}} \left[\frac{A_{\max}^2}{\sqrt{2}} \odot \text{eff} \left(\frac{A_{\max}^2}{\sqrt{2}} \right) \right]^T \right\}^2} \quad (14)$$

将式(3)、式(4)代入式(14)并令 $z = \frac{E(r_k^2)}{[E(|r_k|)]^2}$, 计算得到

$$z = \frac{1}{\left\{ \sqrt{\frac{1}{2}} e^{-\frac{SQ(\mathbf{r}_k) A_{\max}^2}{2^2}} \left[\frac{A_{\max}^2}{\sqrt{2}} \odot \text{eff} \left(\frac{A_{\max}^2}{\sqrt{2}} \right) \right]^T \right\}^2} = f(\mathbf{r}_k) \quad (15)$$

因此,通过两个简单的统计计算(即 r_k 平方的均值和 r_k 绝对值的均值)可得到函数 $f(\mathbf{r}_k)$ 的值(即 z 值),这就给出了一个估计信噪比的方法,即 $\hat{z} = g(z)$,其中 $g(\cdot) = f^{-1}(\cdot)$;若单位取 dB,那么 $\hat{z} = 10 \log(g(z))$,可以写成 $\hat{z} = g_1(z)$.但是由于计算的复杂性,很难从式(15)和统计比中得到一个闭式解,但是可以通过数据拟合的方法,在信噪比的一段取值范围内进行多项式近似.将测试信噪比估计的范围设为 $[-5, 20 \text{ dB}]$,那么我们对方形星座的 16QAM、64QAM、256QAM 信号和十字型星座的 32QAM、128QAM 信号分别利用了一个 5 阶多项式进行近似,设近似 5 阶多项式为:

$$1 = (C_5 z^5 + C_4 z^4 + C_3 z^3 + C_2 z^2 + C_1 z^1 + C_0) \quad (16)$$

令 $C_M = [C_5, C_4, C_3, C_2, C_1, C_0]$, 下标 M 表示 MQAM 信号的阶数, 那么

$$C_{16} = 10^6 \times [-0.06503489292716, 0.45823466671427, \\ -1.29109195371317, 1.81839487545758, \\ -1.28034019700542, 0.36060357620798]; \quad (16. a)$$

$$C_{32} = 10^6 \times [-0.08502242157078, 0.61298700208470, \\ -1.76993734603623, 2.55864235321160, \\ -1.85210885301961, 0.53715056289170]; \quad (16. b)$$

$$C_{64} = 10^6 \times [-0.27993710478023, 2.03511551491328, \\ -5.91706608901663, 8.60050533607873, \\ -6.24952901412163, 1.81625572448046]; \quad (16. c)$$

$$C_{128} = 10^6 \times [-0.09282225372024, 0.68323069211818, \\ -2.01114864174439, 2.95932583860006, \\ -2.17678215614423, 0.64033054858630]; \quad (16. d)$$

$$C_{256} = 10^7 \times [-0.05128588224013, 0.37369521988006, \\ -1.08880229086714, 1.58563212231193, \\ -1.15419807009244, 0.33595278506244]; \quad (16. e)$$

多项式近似的效果如图 1 所示, 可以看出近似得到的两个统计量的比值 z 与信噪比的关系曲线与真实的曲线基本重合, 所以式 (16) 给出的 5 阶多项式可以很好的在信噪比范围 $[-5, 20]$ dB 内近似 z 与 λ 的关系。

对于 z 这个比值的估计可以通过相对应的使用一段数据的平均来代替均

值, 即使用 $\hat{z} = r_{k-1}^2 / r_{k-1}^2$ 代入式 (16) 来估计 z 值。将实部和虚部联合起来估计可以得到更精确的 z 值, 于是

$$\hat{z} = \frac{r_{k-1}^2}{|r_{k-1}|^2} \frac{r_{k-1}^2}{|r_{k-1}|^2} \frac{r_{k-1}^2 + r_{k-1}^2}{|r_{k-1}|^2 + |r_{k-1}|^2} \quad (17)$$

综上所述, 对 MQAM 信号的信噪比估计的算法可概括为: 第一步, 利用式 (17) 得到 \hat{z} 值; 第二步, 将 \hat{z} 值代入到式 (16) 计算 z 值, 即得到信噪比的估计值。

5 仿真结果及性能分析

一个好的估计算法一方面应是无偏的 (或者具有很低的估计偏差), 另一方面应具有小的估计方差。标准差是方差的平方根, 它可以更直观的显示估计性能。我们将估计的标准差定义为: $SD = \sqrt{E(\hat{SNR} - SNR)^2}$ (18) 下面使用 Monte Carlo 方法对方星座的 16QAM、64QAM、256QAM 信号和十字形星座的 32QAM、128QAM 信号使用本文提出的算法进行信噪比估计的仿真, 测试信噪比范围为 $[-5, 20]$ dB, 每个估计值的仿真次数为 200。

分析得到: (1) 通过前面的推导可知, 即使得到真实的 z 值, 通过近似多项式得到的估计值 \hat{z} 也并不是真实值 z 。通

过实际数据得到的 \hat{z} 是在真实的 z 值上下波动, 即使其均值等于 z , 那么通过本文算法得到的信噪比估计值的均值为 \hat{z} (不等于 z), 所以严格讲该算法不是真正的无偏估计。但是当

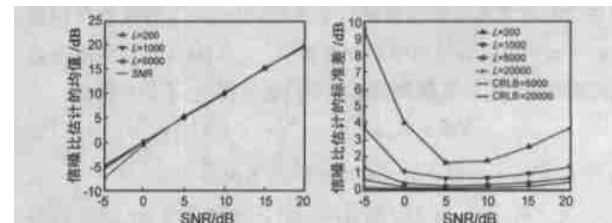


图 2 方形星座 16QAM 信号信噪比估计均值与标准差的性能曲线

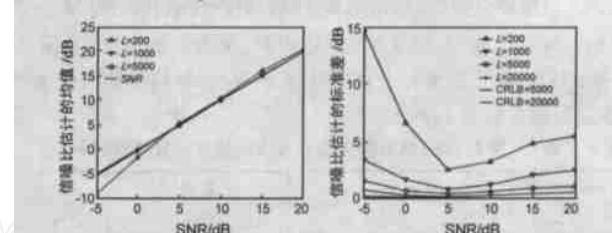


图 3 十字形星座 32QAM 信号信噪比估计均值与标准差的性能曲线

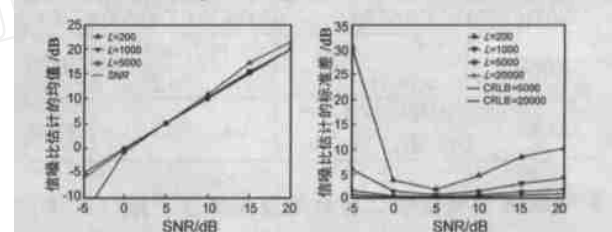


图 4 方形星座 64QAM 信号信噪比估计均值与标准差的性能曲线

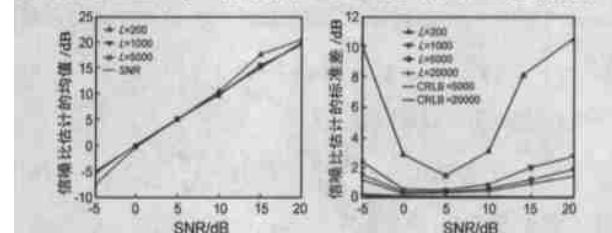


图 5 十字形星座 128QAM 信号信噪比估计均值与标准差的性能曲线

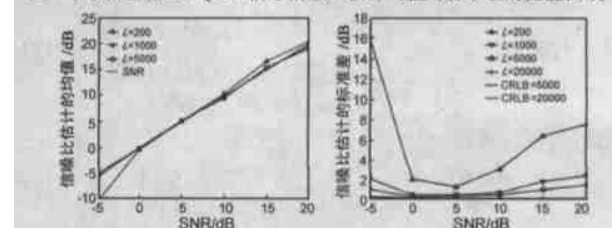


图 6 方形星座 256QAM 信号信噪比估计均值与标准差的性能曲线

我们取足够的估计样本数据可得到估计值 \hat{z} 的均值近似等于真实的 z 。从图 1 可得真实的信噪比 z 与信噪比估计值 \hat{z} 非常接近, 所以可近似认为该估计是无偏估计。那么从图 2~6 中估计均值的性能曲线可得, 当用于估计的数据符号数 (L) 大于 1000 时, 各种 QAM 信号的估计均值基本和真实值重合, 上述观点得到了验证, 即只要用于估计的数据符号数足够长, 本文提出的算法可以被近似认为是无偏估计。(2) 由图 2~6 中估计标准差的性能曲线图可得, 16QAM、32QAM 和 64QAM 信号在 $L > 5000$ 时性能较好; 128QAM 和 256QAM 在 $L > 10000$

时性能较好。QAM 信号是幅相调制的非常模信号,通过假设 QAM 星座中各个星座点的发射概率相同得到信号平均功率表示式,但是信号的平均功率在实际中一般使用时间平均来代替,当观察数据长度较短,QAM 星座中每个星座点出现的次数很可能不同,于是得到的信号功率和与实际平均功率差距明显,就会引起估计的较大误差;同时星座的阶数越多,造成这种差异的可能性和程度就越大。常模的 PSK 信号不存在这样的问题,所以对于 QAM 等非常模信号的信噪比进行有效估计需要的观察数据要比 PSK 信号多得多,而且星座形式越复杂需要的观察数据越多。仿真结果中,信号星座形式越简单的信号类型,同等估计效果需要的观察数据长度越短证明了这一点。需要较长的观察数据是 QAM 信号信噪比估计的普遍问题并不是本算法特有的缺陷。(3)由仿真曲线可得,估计范围内的信噪比与 z 值的关系越陡峭(如图 1),其估计效果越好;相反估计的难度越大,效果越差。其原因是当信噪比与 z 值的关系比较“陡峭”的时候, z 值的误差(即上下波动)引起的信噪比估计误差相对较小,然而当信噪比与 z 值的关系比较“平坦”的时候,微小的 z 的误差就将形成信噪比大的估计偏差。从图 1 可以看到,对于本文提及的所有 QAM 信号,信噪比在 $0 \sim 10\text{dB}$ 时信噪比与 z 值的关系比较陡峭,所以从仿真结果中也得到在这段信噪比估计的效果最好。(4)随着用于估计的数据符号数(L)变大,本算法的估计标准差显著降低,而且越来越接近克拉米罗下限。

6 运算复杂度和硬件规模的简要分析

从运算复杂度的角度来看,由于观察数据较长,该算法的运算量主要集中在两个统计量的计算上。根据式(17), z 估计值的得到需要 $2L+2$ 次实数乘, $4L$ 次实数加和 $2L$ 次求绝对值的运算和一次除法运算;另外式(15)的运算需要 9 次乘和 5 次加。而基于子空间的信噪比估计方法^[1]一次 QR 分解的迭代就需要 $O(L^3)$ 次乘法,可见本算法在运算量上的优势是非常明显的,它可以实时的应用。

从所需硬件的规模来看,由于本算法只需要两个统计量的值,即观察数据平方的期望和观察数据绝对值的期望,并且在实际应用中期望由时间平均来代替。观察数据的时间平均可以很方便的获得,而不需要像子空间方法那样存储这些数据和中间结果。所以虽然本算法为了获得好的估计性能需要相对较多的观察数据,但并不需要额外的存储器,因此也基本不增加硬件的规模。

7 结论

相对于其他简单星座信号,QAM 信号的特别是高阶 QAM 信号进行盲信噪比估计的难度较大。本文推导了 QAM 信号信噪比估计的 CRLB 并提出了一种对于 QAM 信号的盲信噪比估计算法。该算法简单可靠,适用于各种方形或十字形 QAM 星座信号;而且只要给定足够的观察数据长度,其估计可近似认为是无偏的,其估计标准差也可以接近克拉米罗下限;虽然 QAM 信号的信噪比估计需要较长的观察数据才能获得较好的估计性能,但是该算法并不需要额外的存储器来存储观察数据和中间结果;同时和基于子空间的方法相比该算法具有

小得多的运算复杂度。

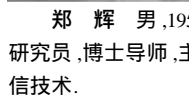
参考文献:

- [1] 范海波,陈军,曹志刚. AWGN 信道中非恒包络信号的 SNR 估计方法[J]. 电子学报, 2002, 30(9): 1369 - 1371. Fan Haibo, Chen Jun, Cao Zigang. An algorithm of SNR estimation for non-constant envelope signal in the AWGN channel[J]. Acta Electronica Sinica, 2002, 30(9): 1369 - 1371 (in Chinese).
- [2] T A Summer, S G Wilson. SNR mismatch and online estimation in turbo decoding[J]. IEEE Trans Communications, 1998, COM-46(4): 421 - 423.
- [3] A Ramesh, A Chockalingam. SNR estimation in generalized fading channels and its application to turbo decoding [A]. Proc. IEEE ICC2001[C]. Helsinki, Finland, 2001. 1094 - 1098.
- [4] A Ramesh, A Chockalingam, L B Milstein. SNR estimation in Nakagami-m fading with diversity combining and its application to turbo decoding[J]. IEEE Trans Communication, 2002, 50(11): 1719 - 1724.
- [5] D Shin, W Sung, I Kim. Simple SNR estimation methods for QPSK modulated short bursts [A]. Proc. IEEE GLOBECOM 2001 [C]. San Antonio, Texas, 2001. 3644 - 3647.
- [6] N C Beaulieu, A S Toms, D R Pauluzzi. Comparison of Four SNR Estimators for QPSK Modulations[J]. IEEE Commun. Letters, 2000, 4(2): 43 - 45.
- [7] R D Pauluzzi, N C Beaulieu. A comparison of SNR estimation techniques for the AWGN channel[J]. IEEE Trans Communication, 2000, 48(10): 1681 - 1691.
- [8] A Wiesel, J Goldberg, H Messer. Non-Data-Aided Signal-to-Noise-Ratio Estimation[A]. IEEE ICC2002[C]. New York, 2002. 197 - 201.
- [9] B Li, R Difazio, A zeira. A low bias algorithm to estimate negative SNRs in an AWGN channel[J]. IEEE Commun Letters, 2002, 6(11): 469 - 471.
- [10] N S Alagha. Cramer-Rao bounds of SNR estimates for BPSK and QPSK modulated signals[J]. IEEE Commun Letter, 2001, 5(1): 10 - 12.

作者简介:



许 华 男, 1976 年出生于湖北宜昌, 现为西南电子电信技术研究所博士生, 主要研究方向为信号盲处理技术、短时信号解调技术。E-mail: brighton_xu@hotmail.com



郑 辉 男, 1957 年出生于重庆, 现为西南电子电信技术研究所研究员, 博士生导师, 主要研究方向为多媒体通信, 盲信号处理, 移动通信技术。



樊龙飞 男, 1964 年出生于湖北罗田, 现为西南电子电信技术研究所高工, 主要研究方向为自适应信号处理, 调制与编码, 数据传输。