

## 一种移动通信中的低复杂度盲信噪比估计算法

李 晋 华惊宇 尤肖虎  
(东南大学移动通信国家重点实验室 南京 210096)

**摘 要** 信噪比估计器(Signal-to-Noise Ratio Estimator, SNRE)可用于移动通信中的多个领域,例如 LDPC 码软译码器中就需要信道信噪比以用于计算接收码字的先验信息。该文在一种加性白高斯噪声(Additive White Gaussian Noise, AWGN)信道中在线 SNRE 的基础上,推出一种低复杂度的衰落信道盲信噪比估计器 (Fading channel Blind SNRE, FBSNRE)。仿真结果表明 FBSNRE 在应用于 LDPC 码译码器时具有较好的性能。

**关键词** 移动通信, 低密度奇偶校验码, 信噪比估计器, 瑞利衰落信道

中图分类号: TN911.22

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)06-1054-05

## A Low Complexity Blind SNR Estimator in Mobile Communication

Li Jin Hua Jing-yu You Xiao-hu

(National Mobile Communications Research Laboratory, Southeast University, Nanjing 210096, China)

**Abstract** SNRE (Signal-to-Noise Ration Estimator) can be used in a lot of areas in mobile communication, such as the decoder of LDPC code which need it to compute the "a priori" information of received bits. In this paper, a low complexity blind SNRE, FBSNRE (Fading channel Blind SNRE), based on the online estimator in AWGN channel, is presented. Simulation results prove that FBSNRE can achieve excellent performance when it is applied in the decoder of LDPC code.

**Key words** Mobile communication, LDPC code, SNR estimator, Rayleigh fading channel

### 1 引言

信噪比(Signal-to-Noise Ratio, SNR)估计是移动通信中的一个研究热点。接收信号的SNR可用于功率控制、自适应调制、越区切换及信道译码等多个领域。在实际应用中,信道SNR必须通过SNR估计器来获得,所以有必要研究如何在不同类型的信道中,高效、快速且精确地估计出信道SNR。一般可将SNR估计算法分为两大类:一类是基于子空间(Subspace-Based)的估计方法<sup>[1, 2]</sup>。这类方法适用于多用户情况,将信道噪声和用户间干扰统一视为干扰噪声,并估计信干比(Signal-to-Interference Ratio, SIR),估计精度较好,但因为需要对接收符号的协相关矩阵做矩阵操作,运算复杂度随着接收符号的帧长增加而急剧上升,所以只适用于短帧长的情况;第二类方法是通过计算接收符号的统计量来直接获得SNR<sup>[3-6]</sup>,这类方法一般用于单用户情况,且运算复杂度较低,但因为估计值是基于接收符号的统计特性,所以帧长较短时估计偏差较大,适用于长帧长的情况。因信道编码的译码器中需要SNR,而信道编码码长普遍较长,所以译码器中

更适用第二类SNR估计算法。本文的目的就在于研究瑞利衰落信道中的基于接收符号统计量的SNR估计算法,并结合低密度奇偶校验(Low Density Parity Check, LDPC)码<sup>[7]</sup>译码器来测试估计算法的性能。

瑞利衰落信道由于存在乘性瑞利衰落因子,其SNR估计要比AWGN信道中复杂。在文献[3]中,Reed等人提出了一种基于上一帧码字译码结果的SNR估计方法。这种估计方法在与Turbo码译码器结合时具有较好的性能,但它的估计值有一个码块的延迟,且估计精度受译码性能影响。在文献[4]中,Summers等人提出了一种低复杂度在线SNR估计方法,这种方法通过寻找接收符号统计值与信道SNR之间的关系,实时地估计出信道SNR。运用于Turbo码译码器时性能较好,但仅限于AWGN信道。在文献[5]中,Takizawa等人将文献[4]中的估计器应用到扩频通信系统中,并分析了其性能。在文献[6]中,Ramesh等人给出了Nakagami-m信道下SNR的估计器,但这两种估计器都只考虑了BPSK调制,无法推广到高阶调制下。

本文将拓展文献[4]中的思路,找到瑞利衰落信道中接收符号统计值与信道SNR之间的关系,利用该关系估计出SNR,从而得到一种适用于瑞利衰落信道的低复杂度盲SNR

2004-11-01 收到, 2005-05-30 改回  
国家自然科学基金重大项目“(60496311)和韩国电子通信研究院(ErRI)资助课题

估计方法。通过推导,可以证明这种算法便于扩展应用在各种高阶调制情形中。

本文内容组织如下:在第2节中推导并得到一种低复杂度的衰落信道盲信噪比估计器(Fading channel Blind Signal-to-Noise Ratio Estimator, FBSNRE);在第3节中,结合LDPC码译码器,分析了FBSNRE的性能,并给出相应的仿真结果;最后将在第4节进行总结。

## 2 衰落信道盲信噪比估计器

先考虑BPSK调制,在瑞利衰落信道中,接收符号 $r_n(1 \leq n \leq N)$ 可表示为

$$r_n = \pm a_n \sqrt{E_s} + n_n \quad (1)$$

其中 $N$ 为帧长。 $E_s$ 为发送符号能量, $n_n$ 为均值为0,方差为 $\sigma^2$ 的白高斯噪声。 $a_n$ 是衰落因子的幅度。在瑞利衰落信道中, $a_n$ 符合瑞利分布,亦即

$$P_a(x) = 2xe^{-x^2}, \quad x > 0 \quad (2)$$

由式(2)可得 $E(a_n) = 0.8862$ ,  $E(a_n^2) = 1$ 。SNR估计器的任务是估计出 $E_b/N_0$  ( $E_b$ 为每信息比特能量),设 $R$ 代表信道编码的码率,并设 $R$ 为0.5,  $\beta = E_s/\sigma^2$ , 则

$$E_b/N_0 = (E_s/R)/N_0 = E_s/(RN_0) = E_s/(2R\sigma^2) = E_s/\sigma^2 \quad (3)$$

由式(3)可知在此前提下SNR估计器的任务就是估计出 $\beta$ 。由每一帧接收符号可得

$$E(r_n^2) = E[(\pm a_n \sqrt{E_s} + n_n)^2] = E(a_n^2)E_s + E(\pm a_n \sqrt{E_s} n_n) + \sigma^2 \quad (4)$$

由于衰落因子 $a_n$ 和信道噪声 $n_n$ 是相互独立的随机变量,故 $E(\pm a_n \sqrt{E_s} n_n) = E(\pm a_n \sqrt{E_s})E(n_n) = 0$ , 从而式(4)可以改写为

$$E(r_n^2) = E(a_n^2)E_s + \sigma^2 = E_s + \sigma^2 \quad (5)$$

由每一帧接收符号再计算 $E(|r_n|)$ 可得到

$$E(|r_n|) = \int_0^\infty 2ae^{-a^2} \{E(|\pm a \sqrt{E_s} + n_n|)\} da \quad (6)$$

$$\begin{aligned} &= \int_0^\infty 2ae^{-a^2} \left\{ \int_0^\infty x \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \left[ \exp\left[-\frac{(x-a\sqrt{E_s})^2}{2\sigma^2}\right] \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \exp\left[-\frac{(x+a\sqrt{E_s})^2}{2\sigma^2}\right] \right] dx \right\} da \\ &= \int_0^\infty 2ae^{-a^2} \left\{ \sigma \sqrt{\frac{2}{\pi}} e^{-(a^2 E_s / 2\sigma^2)} + a \sqrt{E_s} \left[ \operatorname{erf}\left(a \sqrt{\frac{E_s}{2\sigma^2}}\right) \right] \right\} da \\ &= \int_0^\infty 2ae^{-a^2} \sigma \sqrt{\frac{2}{\pi}} e^{-(a^2 E_s / 2\sigma^2)} da \\ &\quad + \int_0^\infty 2ae^{-a^2} a \sqrt{E_s} \left[ \operatorname{erf}\left(a \sqrt{\frac{E_s}{2\sigma^2}}\right) \right] da \\ &= \sigma \sqrt{\frac{2}{\pi}} \left( \frac{1}{1+E_s/2\sigma^2} \right) + \int_0^\infty 2ae^{-a^2} a \sqrt{E_s} \left[ \operatorname{erf}\left(a \sqrt{\frac{E_s}{2\sigma^2}}\right) \right] da \quad (7) \end{aligned}$$

综合式(5)和式(7)可计算

$$\begin{aligned} z &= \frac{E(r_n^2)}{[E(|r_n|)]^2} \\ &= \frac{E_s + \sigma^2}{\left\{ \sigma \sqrt{\frac{2}{\pi}} \left( \frac{1}{1+E_s/2\sigma^2} \right) + \int_0^\infty 2ae^{-a^2} a \sqrt{E_s} \left[ \operatorname{erf}\left(a \sqrt{\frac{E_s}{2\sigma^2}}\right) \right] da \right\}^2} \\ &= \frac{E_s/\sigma^2 + 1}{\left\{ \sqrt{\frac{2}{\pi}} \left( \frac{1}{1+E_s/2\sigma^2} \right) + \int_0^\infty 2ae^{-a^2} a \sqrt{\frac{E_s}{\sigma^2}} \left[ \operatorname{erf}\left(a \sqrt{\frac{E_s}{2\sigma^2}}\right) \right] da \right\}^2} \\ &= \frac{\beta + 1}{\left\{ \sqrt{\frac{2}{\pi}} \left( \frac{1}{1+\beta/2} \right) + \int_0^\infty 2ae^{-a^2} a \sqrt{\beta} \left[ \operatorname{erf}\left(a \sqrt{\frac{\beta}{2}}\right) \right] da \right\}^2} \\ &= f(\beta) \quad (8) \end{aligned}$$

其中 $\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt$ 。由式(8)可知 $\beta = f^{-1}(z)$ , 但这是一个复杂的非线性函数, 为了建立 $\beta$ 与 $z$ 之间的对应关系,

在具体实现时可采用两种方法: 其一是预先计算函数对应值表, 然后在估计SNR时根据 $z$ 查表得到 $\beta$ ; 其二是用曲线拟合的方法。本文以第二种方法为例, 我们在 $\beta$ 等于2dB到7dB之间等间隔取点, 算出相应的 $z$ 值, 然后使用简单的二次曲线拟合, 即可得到

$$\beta = 329.2453z^2 - 988.2703z + 743.5071, \quad 2 \leq \beta \leq 7 \quad (9)$$

图1中所示是根据接收符号的统计值 $z$ 与实际信道信噪比 $\beta$ 之间的实际关系(如图中实线所示)及其二次曲线拟合(如图中虚线所示)。取拟合范围为2dB到7dB是根据后面仿真中我们所采用的LDPC码的工作区间, 实际上拟合范围可以设的更宽, 然后采用更高阶次的曲线拟合, 拟合精度依然可以很高。

下面来分析发送符号采用高阶调制时的信噪比估计。以8PSK调制为例, 采用图2所示的星座图, 则接收符号可以

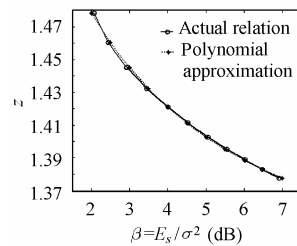


图1 统计值 $z$ 与信噪比 $\beta$ 之间的实际关系及其二次曲线拟合  
Fig.1 True relation between the statistical ratio  $z$  and SNR  $\beta$  versus polynomial approximation

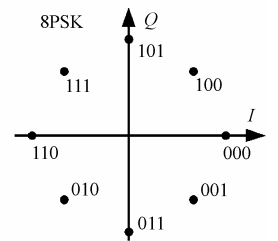


图2 8PSK调制星座图  
Fig.2 Signal constellation of 8PSK mapping

表示为

$$r'_n = A_n x_n + W_n, \quad 1 \leq n \leq (N/M) \quad (10)$$

其中 $r'_n$ 为接收到的8PSK复数符号, $A_n$ 为信道的归一化复衰落因子, 它的实部 $A_n^I$ 和虚部 $A_n^Q$ 互相独立并都具有均值为0,

方差为 0.5 的高斯分布, 亦即

$$P_{A_n^i}(x) = \left(1/\sqrt{\pi}\right)e^{-x^2} \quad (11)$$

由式(11)可知  $E((A_n^i)^2) = 0.5$ 。  $x_n$  为发送的 8PSK 复数符号,  $W_n$  为复高斯白噪声, 它的实部  $W_n^1$  与虚部  $W_n^Q$  互相独立, 均值都为 0, 方差都为  $\sigma^2$ , 假设在同一帧中信噪比是保持不变的。  $N$  为帧长度,  $M$  为调制阶数, 当采用 8PSK 调制时,  $M = 3$ 。 设  $E_s$  为每发送符号能量, 并设  $\beta_2 = E_s/(3\sigma^2)$ , 则当信道编码码率  $R = 0.5$ , 调制阶数  $M = 3$  时,

$$E_b/N_0 = (E_s/(R \times M))/N_0 = E_s/(2RM\sigma^2) = E_s/(3\sigma^2) = \beta_2 \quad (12)$$

亦即  $\beta_2$  为信噪比估计器要估计的值。 将  $r_n'$  表示成复数形式如下:

$$r_n' = r_n^1 + r_n^Q \times j, \quad 1 \leq n \leq (N/M) \quad (13)$$

$r_n^1$  和  $r_n^Q$  分别是  $r_n'$  的实部和虚部, 则由图 2 中星座图点等概率分布可知

$$r_n^i = \begin{cases} r1 = \pm A_n^i \sqrt{E_s} + W_n^i, & \text{概率为 } 1/4 \\ r2 = \pm A_n^i \sqrt{E_s}/2 + W_n^i, & \text{概率为 } 1/2 \\ r3 = W_n^i, & \text{概率为 } 1/4 \end{cases} \quad (14)$$

$$i = 1, Q; \quad 1 \leq n \leq (N/M)$$

因  $r_n^1$  和  $r_n^Q$  上的噪声相互独立, 所以我们计算如下统计值:

$$E_1 = (E((r_n^1)^2) + E((r_n^Q)^2))/2$$

$$= \frac{1}{4}E((r1)^2) + \frac{1}{2}E((r2)^2) + \frac{1}{4}E((r3)^2) \quad (15)$$

$$E_2 = \left( \left( |r_n^1| \right) E + E \left( |r_n^Q| \right) \right) / 2$$

$$= \frac{1}{4}E(|r1|) + \frac{1}{2}E(|r2|) + \frac{1}{4}E(|r3|) \quad (16)$$

又因  $W_n^i$  与式(1)中  $n_n$  同分布,  $A_n^i$  具有式(11)分布, 所以  $r1$ ,  $r2$  和  $r3$  的统计值可类似式(5)和式(7)中  $r_n$  的统计值推导获得, 计算  $\hat{z}$  如下(详细推导略)

$$\hat{z} = \frac{E_1}{(E_2)^2} = \frac{E_1/\sigma^2}{(E_2)^2/\sigma^2}$$

$$= \frac{3\beta_2/4+1}{\left( \frac{1}{4}f_1(\beta_2) + \frac{1}{2}f_2(\beta_2) + \frac{1}{4}\sqrt{\frac{2}{\pi}} \right)^2} = f(\beta_2) \quad (17)$$

其中

$$f_1(\beta_2) = \sqrt{\frac{2}{\pi(1+3\beta_2/2)}} + \int_{-\infty}^{\infty} \frac{a}{\sqrt{\pi}} e^{-a^2} \sqrt{3\beta_2} \left[ \operatorname{erf} \left( a \sqrt{\frac{\beta_2}{2}} \right) \right] da \quad (18)$$

$$f_2(\beta_2) = \sqrt{\frac{2}{\pi(1+3\beta_2/4)}} + \int_{-\infty}^{\infty} \frac{a}{\sqrt{\pi}} e^{-a^2} \sqrt{\frac{3\beta_2}{2}} \left[ \operatorname{erf} \left( a \sqrt{\frac{3\beta_2}{4}} \right) \right] da \quad (19)$$

由此可知接收符号统计值  $\hat{z}$  与信道信噪比  $\beta_2$  之间也存在函数对应关系, 所以利用前文所述的函数值查表或高阶曲线拟合的方法, 就可以建立  $\hat{z}$  与  $\beta_2$  的对应关系。 因此可得出结论: 本文提出的这种估计方法可扩展并适用于各种高阶调制方式。

如上所述, 利用接收符号统计值  $z$  (或 8PSK 中的  $\hat{z}$ ) 及形如式(9)的关系式(或函数值查表)就可以估计出瑞利衰落信道信噪比  $\beta$  (或 8PSK 中的  $\beta_2$ ), 我们称这种信噪比估计算法为 FBSNRE。

下面简单比较一下 FBSNRE 与 Reed 在文献[3]中提出的 SNR 估计器之间复杂度的差异。 选择 Reed 的估计器做为比较对象是因为 FBSNRE 和 Reed 估计器都可用于瑞利衰落信道中, 且都是盲估计器。 我们在表 1 中列出了根据每个接收帧估计出当前信道 SNR 值所需的各基本运算操作的数目, 其中  $N$  为帧长度。

表 1 由每一接收帧估计 SNR 所需运算操作数比较

Tab.1 The number of operations in each SNR estimation

	加法操作	乘法操作	除法操作
FBSNRE	2N	N+1	3
Reed 估计器	2N+1	N+2	1

由于  $N$  一般来说是一个远大于 1 的正整数, 所以从表 1 中可看出 FBSNRE 与 Reed 估计器的复杂度是同一个数量级的, 且它们的运算复杂度都只和码块长度  $N$  成线性关系, 所以都是低复杂度的信噪比估计器。 但 Reed 估计器需要上一码块的译码结果来做估计, 估计器输出存在一个码块的时延, 且估计精度受译码器译码性能的影响, 而 FBSNRE 只需要计算接收数据的统计值, 不需要额外的导频符号, 系统效率高, 可扩展用于高阶调制情形中, 适用范围广, 所以其综合性能上要优于 Reed 估计器。 在下一节中, 我们将通过仿真, 测试在衰落信道中 FBSNRE 和 Reed 估计器应用于 LDPC 译码器时的误码率性能。

### 3 仿真测试

LDPC 是继 Turbo 码之后, 信道编码领域的又一个研究热点。 LDPC 码具有编码增益高、译码算法速度快等优点, 其经典译码算法有置信传播(Belief Propagation, BP)算法<sup>[8]</sup>, 对数域 BP(Log-BP)算法<sup>[9]</sup>, 比特翻转(Bit Flipping, BF)算法<sup>[7]</sup>等。 其中前两种译码算法属于软迭代译码算法, 在算法的内部迭代中, 传递的是软先验(*a priori*)信息, 所以在算法的初始化步骤中, 都需要使用信道 SNR 来生成初始软先验信息。

为了测试 LDPC 译码器使用不同的 SNR 估计器时的译码性能, 我们构建了一个仿真平台, 仿真中采用 BPSK 调制, 并假定瑞利衰落信道是充分交织的。 图 3 是仿真系统示意图。

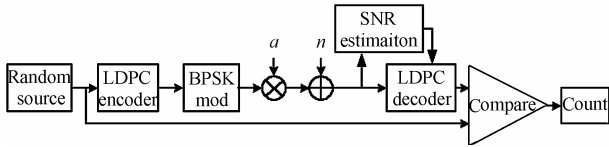


图 3 仿真系统示意图

Fig.3 Illustration of simulation platform

我们在仿真中采用的LDPC码是根据Mackay提出的构造方法<sup>[8]</sup>构造的正则码, 码长为 1008bit, 校验矩阵行重为 6, 列重为 3, 码率为 0.5, 我们称这种LDPC码为MN1008. LDPC译码器中采用BP译码算法, 其最大迭代次数设置为 150. 在每个仿真点至少收集到 50 个错误译码码块. 另外, 因为实际情况中信道信噪比通常是慢变的, 所以仿真中在每个仿真点都假定信噪比不变. 为了防止个别码块的信噪比估计出现较大偏差, 可以在估计器中迭代使用多个码块中估计所得的信噪比值<sup>[4]</sup>. 设  $\hat{\sigma}_{j+1}^2$  代表译第  $j+1$  码块时所使用的信道噪声方差,  $\hat{\sigma}_j^2$  代表根据第  $j$  码块接收符号估计得到的信道噪声方差, 然后通过下式建立迭代:

$$\hat{\sigma}_{j+1}^2 = \lambda \hat{\sigma}_j^2 + (1 - \lambda) \hat{\sigma}_j^2, j = 1, 2, 3, \dots \quad (20)$$

其中  $\lambda$  称为信噪比估计器联合因子. 通过仿真测试发现, 在  $\lambda$  取值在 0.01 到 0.1 之间时,  $\hat{\sigma}_j^2$  与实际信道噪声方差之间的偏差平均值即可达到最小. 所以在仿真中将  $\lambda$  设置为 0.01.

因为 SNR 估计器估计总存在一定的误差, 所以在 LDPC 码译码器中使用 SNR 估计器之前, 先测试 LDPC 码译码器在使用 BP 译码算法时, 对 SNR 失配的敏感度. 仿真结果如图 4 和图 5 所示.

因为瑞利衰落因子幅度  $a_n$  需要通过信道估计算法来获得, 所以我们仿真中分两种情况进行. 一种情况是译码器有完美信道状态信息(Perfect Channel States Information, PCSI), 亦即  $a_n$  是完全可知的. 另一种是译码器是无信道状态信息(No Channel States Information, NCSI), 亦即  $a_n$  是完全不可知的. 图 4 和图 5 所示分别是在 PCSI 和 NCSI 时 LDPC 码译码器在不同的 SNR 失配程度下的译码性能. 分别在信道真实 SNR( $E_b/N_0$ ) 从 2.5 到 5dB(PCSI 时)或 4dB 到 6dB(NCSI 时)之间取若干个点了进行了仿真. 从两图中可知, PCSI 条件下 LDPC 码对信噪比失配是比较敏感的, 在信噪比失配在 -2dB 到 1dB 范围内时, 译码器不会有太大的性能损失. 而 NCSI 条件下, LDPC 译码器对信噪比过估计(SNR Overestimation)非常敏感, 当信噪比欠估计(SNR Underestimation)在 -5dB 到 0dB 范围内, 译码器不会有性能损失. 由此可得出结论: LDPC 码译码器中使用的信噪比估计器的估计精度及偏差范围对译码性能会有一定的影响.

因为使用的 MN1008 码长并不是很长, 每个码字中 1 和 0 的数目并不能完全相等, 通过仿真统计发现, 每码字中 1 和 0 的数目差平均达到 70 个. 而 FBSNRE 的推导是建立在

假设每帧发送符号中 1 和 0 是等概率的前提下, 所以运用于 MN1008 译码器时 SNR 估计值必然会有一些的误差, 表 2 所示是通过仿真统计的 FBSNRE 的平均估计偏差.

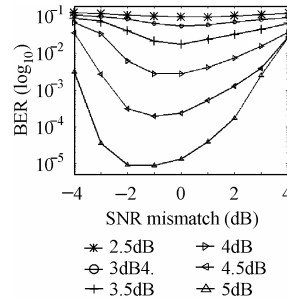


图 4 SNR 失配时 MN1008 码译码性能(PCSI)

Fig.4 BER of MN1008 versus SNR mismatch with CSI

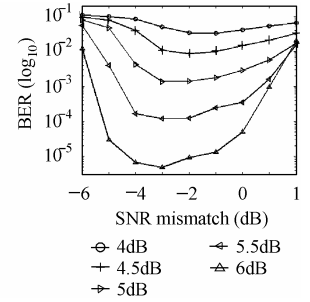


图 5 SNR 失配时 MN1008 码译码性能(NCSI)

Fig.5 BER of MN1008 versus SNR mismatch without CSI

结合图 4、图 5 及表 2 可看出, 在应用于 MN1008 的译码器中时, FBSNRE 的估计偏差都落在 MN1008 的容忍范围之内, 所以使用 FBSNRE 得到的 SNR 进行译码, 对系统的误比特率性能不会有影响.

在图 6 和图 7 中, 我们给出了 LDPC 译码器使用不同的 SNR 估计器时的译码性能曲线. 图中 “Actual SNR” 表示 LDPC 译码器使用真实的信道 SNR 值进行译码.

从图 6 中可知, 在 PCSI 条件下, 使用 FBSNRE 的 LDPC 码译码器的性能与使用真实 SNR 的 LDPC 码译码器性能几乎相同. 在信道 SNR 较高时, 使用 FBSNRE 的 LDPC 码译码器的性能还会略好. 而从图 7 中可知在 NCSI 时, 使用 FBSNRE 或 Reed 估计器的 LDPC 码译码器性能, 与使用真实信道 SNR 的 LDPC 码译码器相比, 有 0.2dB 左右的增益. 这是因为如表 2 所示, 在 NCSI 条件下 FBSNRE 估计所得的 SNR 会比真实值偏小, 而由图 5 可知 NCSI 条件下, 当译码使用的 SNR 值比真实 SNR 小 4dB 以内时, 性能反而会有增益.

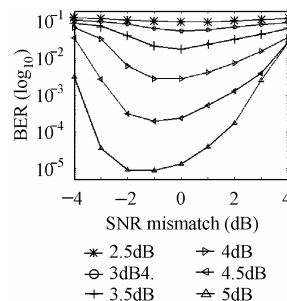


图 6 使用不同 SNR 估计器的 MN1008 LDPC 码译码性能(PCSI)

Fig.6 Performance of MN1008 LDPC decoder with different SNRE with PCSI

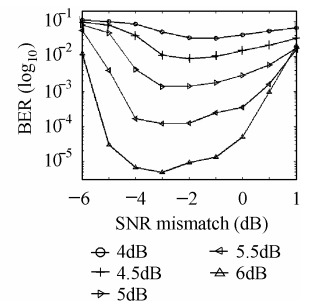


图 7 使用不同 SNR 估计器的 MN1008 LDPC 码译码性能(NCSI)

Fig.7 Performance of MN1008 LDPC decoder with different SNRE without CSI

表 2 FBSNRE 估计偏差统计表

Tab.2 Average estimation bias of FBSNRE.

信道真实 SNR	3dB	3.5dB	4dB	4.5dB	5dB	5.5dB	6dB
FBSNRE 估计偏差	-0.78dB	-1.12dB	-1.4dB	-1.61dB	-1.76dB	-1.85dB	-1.88dB

#### 4 结束语

本文在 AWGN 信道中实时 SNR 估计器的基础上, 推导得到了一种可扩展到高阶调制的衰落信道盲信噪比估计方法。这种方法的运算复杂度与帧长成线性关系, 且直接由接收数据估计出信道 SNR, 不需要额外的导频符号, 系统效率高。它的适用范围也不局限于译码器中, 与 Reed 估计器相比在通用性上更佳。

我们结合 LDPC 码译码器, 仿真测试了 FBSNRE 的性能。仿真结果表明在 PCSI 条件下, 使用 FBSNRE 的 LDPC 码译码器与使用真实 SNR 值的 LDPC 码译码器性能几乎相同。而在 NCSI 条件下, 使用 FBSNRE 的 LDPC 码译码器与使用真实 SNR 的译码器相比, 性能有 0.2dB 左右的增益。从而可得出结论: FBSNRE 是一种复杂度低、适用范围广且性能较好的 SNR 估计器, 并适用于 LDPC 码译码中。

#### 参 考 文 献

- [1] Andersim M, Mandayam N B, Yates R D. Subspace based SIR estimation for TDMA cellular systems. *Wireless Networks*, 1998, 4(3): 241-247.
- [2] Ramakrishna D, Mandayam N B, Yates R D. Subspace-based SIR estimation for CDMA cellular systems. *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, 2001, 49(5): 1732-1742.
- [3] Reed M C, Asenstorfer J. A novel variance estimator for turbo-code decoding. Proc. Int. Conf. on Telecommunications,

Melbourne, Australia, April 1997: 173-178.

- [4] Summers T A, Wilson S G. SNR mismatch and online estimation in turbo decoding. *IEEE Trans. on Communications*, 1998, 46(4): 421-423.
- [5] Takizawa K, Sasaki S, Zhou J, *et al.* Online SNR estimation for parallel combinatorial SS systems in Nakagami fading channels. Proc. Of GLOBECOM'02, Taipei, Taiwan, Nov. 2002: 1239-1243.
- [6] Ramesh A, Chockalingam A, Milstein L B. SNR estimation in generalized fading channels and its application to Turbo decoding. 2001 International Conference on Communication, Helsinki, Finland, 2001, 4: 1094-1098.
- [7] Gallager R G. Low-density parity-check codes. *IEEE Trans. on Inform. Theory*, 1962, 8: 21-28.
- [8] Mackay D J C. Good error-correcting codes based on very sparse matrices. *IEEE Trans. on Inform. Theory*, 1999, 45(2): 399 - 431.
- [9] Chen J H, Fossorier M. Near optimal universal belief propagation based decoding of low-density parity check codes. *IEEE Trans. on Communications*, 2002, 50(3): 406-414.

李 晋: 男, 1977 年生, 博士, 研究方向为信道编码与译码技术。  
 华惊宇: 男, 1978 年生, 博士, 研究方向为信道估计与同步技术。  
 尤肖虎: 男, 1962 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为未来宽带移动通信理论与技术、智能信号处理与通信。