

文章编号: 1672-2892(2010)05-0555-05

## 未知噪声信息多径衰落信道的软判决度量生成

赵 晋, 张建秋, 尹建君

(复旦大学 电子工程系, 上海 200433)

**摘 要:** 信道解码中的软判决技术需要利用信道噪声方差信息来产生软判决度量, 而通常情况下, 这一信息是未知和时变的。本文首先简要分析了信道噪声方差对软判决度量的影响, 进而提出一种新的在多径衰落信道中估计时变噪声方差的方法, 并利用该方法的估计结果为信道解码器生成软判决度量。将该算法应用于中国地面数字电视广播传输系统外接收机的仿真结果表明: 与已有的信道噪声方差估计算法相比, 本文算法具有收敛速度快、估计结果准确的优点, 生成的软判决度量逼近于多径衰落信道的最优软判决度量。

**关键词:** 噪声方差估计; 多径衰落信道; 对数似然比; 软判决; 低密度校验码

**中图分类号:** TN949.197

**文献标识码:** A

## Soft decision metric generation over a multipath fading channel with unknown noise information

ZHAO Jin, ZHANG Jian-qiu, YIN Jian-jun

(Electronic Engineering Department, Fudan University, Shanghai 200433, China)

**Abstract:** The channel noise variance information is required by the soft decision for a channel decoder. However, such information is usually unknown and/or time varying. In this paper, the effects of channel noise variance on soft decision metric are analyzed. Then, a new channel noise variance estimation method applied to the multipath fading channel is presented to generate exact soft-decision metric for a channel decoder. Applying the proposed method to the outer receiver of Digital Terrestrial Multimedia Broadcasting(DTMB) system, simulation results indicate that the proposed method converges rapidly and the generated soft decision metric is very close to the optimal one.

**Key words:** noise variances estimation; multipath fading channel; Log-Likelihood Ratio(LLR); soft decision; Low Density Parity-Check(LDPC) code

随着现代通信技术的发展, 在移动及个人通信系统中对数据传输速率的要求越来越高。一种有效提高数据传输速率的方法是在调制时采用多元调制方式(如 64QAM), 并采用性能优异的信道编码方式(如 Turbo 码<sup>[1]</sup>或 LDPC 码<sup>[2]</sup>)来保证数据的可靠传输。为了使这些信道解码器更好地工作, 在解映射时, 均采用软判决技术来代替传统的硬判决技术, 以保证信道解码器获得更多的信道信息。研究表明<sup>[3]</sup>, 在加性高斯白噪声(Additive White Gaussian Noise, AWGN)信道中, 软判决解码比硬判决解码多 2 dB 的软解码增益, 而在衰落信道中的软判决增益则超过 3 dB。为了得到准确的软判决度量, 需要知道准确的信道状态信息, 这一般包含两方面的内容: 信道的冲击响应向量(对于多载波系统, 对应为每个载波位置处的信道增益)和加性高斯白噪声的噪声方差。信道的冲击响应向量或每个载波位置的信道增益可以通过各种信道估计算法获得<sup>[4-5]</sup>。文献[6]研究和总结了 AWGN 信道各种估计信道噪声方差的方法。对于无线通信中广泛存在的多径衰落信道, 相关文献中也提出采用期望最大化(Expectation-Maximization, EM)算法<sup>[7]</sup>以及子空间特征值分解算法<sup>[8]</sup>估计噪声方差, 以获得完整的信道信息。本文简要分析多径衰落信道中信道噪声方差对软判决度量的影响, 提出一种新的多径衰落信道中估计噪声方差的方法, 并利用该估计结果为信道解码器生成准确的软判决度量。为了验证本文算法的性能和收敛速度, 将其应用于中国地面数字电视广播传输(DTMB)系统外接收机中。

收稿日期: 2010-03-10; 修回日期: 2010-04-20

基金项目: 上海市科委创新行动计划资助项目(077062001)

## 1 不准确信道噪声方差对软判决度量的影响

### 1.1 多径衰落信道中的最优软判决度量

存在多径衰落的信道中, 假设接收机理想同步, 接收到的符号可以表示为:

$$Y=HX+W \quad (1)$$

式中:  $H$  为信道在符号  $X$  处的复数增益;  $W$  为加性高斯白噪声;  $X$  和  $Y$  分别为发送和接收到的符号。

当  $X$  满足均匀分布时, 符号  $X$  所对应的比特信息中第  $i$  位  $b_i$  的对数似然比(LLR)信息的表达式为:

$$LLR(b_i) = \ln \left( \frac{p(b_i=0|Y)}{p(b_i=1|Y)} \right) = \ln \left( \frac{p(Y|b_i=0)}{p(Y|b_i=1)} \right) = \ln \left( \frac{\sum_{s^0 \in \{s: b_i=0\}} \exp \left( -\frac{|Y-Hs^0|^2}{\sigma^2} \right)}{\sum_{s^1 \in \{s: b_i=1\}} \exp \left( -\frac{|Y-Hs^1|^2}{\sigma^2} \right)} \right) \quad (2)$$

式中:  $p(\bullet)$  表示条件概率;  $s^0$  是满足  $b_i=0$  的所有星座点;  $s^1$  是满足  $b_i=1$  的所有星座点;  $\sigma^2$  是高斯白噪声的方差。

由于指数运算随着自变量的增大而迅速增加, 因此在指数求和运算中, 自变量最大的一项将对最后的结果占主导作用, 因此, 式(2)可以近似<sup>[9]</sup>表示为:

$$LLR(b_i) \approx \ln \left( \frac{\max_{s^0 \in \{s: b_i=0\}} \left[ \exp \left( -\frac{|Y-Hs^0|^2}{\sigma^2} \right) \right]}{\max_{s^1 \in \{s: b_i=1\}} \left[ \exp \left( -\frac{|Y-Hs^1|^2}{\sigma^2} \right) \right]} \right) = \ln \left( \frac{\max_{s^0 \in \{s: b_i=0\}} \left[ \exp \left( -\frac{|Z-s^0|^2 |H|^2}{\sigma^2} \right) \right]}{\max_{s^1 \in \{s: b_i=1\}} \left[ \exp \left( -\frac{|Z-s^1|^2 |H|^2}{\sigma^2} \right) \right]} \right) \quad (3)$$

式中  $Z=Y/H$  为经过均衡后的符号。

将分子中满足最大项的  $s^0$  记为  $s_m^0$ , 分子中满足最大项的  $s^1$  记为  $s_m^1$ 。式(3)可以重写为:

$$LLR(b_i) = (|Z-s_m^1|^2 - |Z-s_m^0|^2) \frac{|H|^2}{\sigma^2} \quad (4)$$

在信道增益  $H$  与噪声方差  $\sigma^2$  已知的情况下, 式(4)为多径衰落信道中的最优软判决度量<sup>[9]</sup>。

### 1.2 不准确信道噪声方差对软判决度量性能的影响

式(4)中的信道增益  $H$  可以通过很多经典的信道估计算法获得。而信道的噪声方差对于接收机来说也是未知的, 需要对其进行估计。假设估计出的噪声方差满足  $\hat{\sigma}^2 = \sigma^2 + \Delta$ ,  $\Delta$  为噪声估计误差项, 由于噪声方差不可能为负数, 因此  $\Delta$  的取值范围为  $(-\sigma^2, +\infty)$ 。此时, 估计得到的 LLR 信息与真实 LLR 信息的比值为:

$$\frac{LLR'(b_i)}{LLR(b_i)} = \frac{\hat{\sigma}^2}{\sigma^2} = \frac{\sigma^2 + \Delta}{\sigma^2} = 1 + \frac{\Delta}{\sigma^2} \quad (5)$$

从式(5)中可以看出, 估计出的 LLR 与真实 LLR 的比值会随着噪声估计误差项的增加而变大。因此当噪声方差估计不准确时, 估计出的 LLR 与真实的 LLR 会产生偏离, 进而影响信道解码器的性能。

## 2 多径衰落信道中噪声方差的估计算法

在理想同步的情况下, 具有多径衰落信道的系统模型可表示为:

$$\mathbf{y} = \mathbf{S}\mathbf{h} + \boldsymbol{\varepsilon} \quad (6)$$

式中:  $\mathbf{y}$  是接收到的训练序列, 为 1 个  $n \times 1$  复信号向量;  $\mathbf{S}$  是由训练序列组成 1 个满秩的  $n \times r$  矩阵, 且  $r < n$ ;  $\mathbf{h}$  是信道的冲击响应向量, 为 1 个  $r \times 1$  复数向量;  $\boldsymbol{\varepsilon}$  是  $n \times 1$  复数信道噪声向量, 其中每个复数噪声分量相互独立且方差相同, 并且每个噪声分量 I,Q 两路相互独立且方差相同, 满足  $E[\boldsymbol{\varepsilon}] = \mathbf{0}$ ,  $\text{Var}(\boldsymbol{\varepsilon}) = \boldsymbol{\Sigma} = \text{diag}(\sigma_1^2, \sigma_2^2, \dots, \sigma_n^2)$ , 且  $\sigma_1^2 = \sigma_2^2 = \dots = \sigma_n^2 = \sigma^2$ 。

根据最小二乘估计, 式(6)中  $\mathbf{h}$  的估计值  $\hat{\mathbf{h}}$  可以表示为:

$$\hat{\mathbf{h}} = (\mathbf{S}^H \mathbf{S})^{-1} \mathbf{S}^H \mathbf{y} \quad (7)$$

式中上标 H 表示矩阵或向量的共轭转置。式(7)的估计误差<sup>[10]</sup>可以表示为:

$$\mathbf{e} = \mathbf{y} - \mathbf{S}\hat{\mathbf{h}} = \mathbf{y} - \mathbf{S}(\mathbf{S}^H \mathbf{S})^{-1} \mathbf{S}^H \mathbf{y} = (\mathbf{I} - \mathbf{K})\boldsymbol{\varepsilon} \quad (8)$$

矩阵  $\mathbf{K}$  满足  $\mathbf{K} = \mathbf{S}(\mathbf{S}^H \mathbf{S})^{-1} \mathbf{S}^H$ ,  $k_{ij}$  是矩阵  $\mathbf{K}$  中第  $i$  行、第  $j$  列上对应的值, 表达式为  $k_{ij} = s_i (\mathbf{S}^H \mathbf{S}^{-1}) s_j^H$ ,  $s_i$  表示矩阵  $\mathbf{S}$  的第  $i$  行数据。

对式(8)两边向量中的每 1 项求模的平方,并求期望。由于  $\boldsymbol{\varepsilon}_j$  的期望为 0,并且观测噪声相互独立,因此,  $E[\mathbf{e} \cdot \bar{\mathbf{e}}]$  中(“ $\cdot$ ”表示 2 个向量或矩阵中的对应项分别相乘,  $\bar{\mathbf{e}}$  表示复数  $\mathbf{e}$  的共轭), 第  $i$  行的表达式为:

$$E[|e_i|^2] = |1 - k_{ii}|^2 \sigma^2 + |k_{i1}|^2 \sigma^2 + \dots + |k_{in}|^2 \sigma^2 = [(1 - k_{ii} - \bar{k}_{ii}) + \sum_{j=1}^n |k_{ij}|^2] \sigma^2 \quad (9)$$

特别的, 当  $\mathbf{K}$  的对角线元素为实数时( $k_{ii} = \bar{k}_{ii}$ ), 式(9)可以简化为:

$$E[|e_i|^2] = |1 - k_{ii}|^2 \sigma^2 + |k_{i1}|^2 \sigma^2 + \dots + |k_{in}|^2 \sigma^2 = [(1 - 2k_{ii}) + \sum_{j=1}^n k_{ij}^2] \sigma^2 \quad (10)$$

此时, 根据  $k_{ij}$  的表达式

$$\sum_{j=1}^n k_{ij}^2 \sigma_j^2 = \sum_{j=1}^n s_i (\mathbf{S}^H \mathbf{S})^{-1} s_j^H s_j (\mathbf{S}^H \mathbf{S})^{-1} s_i^H = s_i (\mathbf{S}^H \mathbf{S})^{-1} \mathbf{S}^H \mathbf{S} (\mathbf{S}^H \mathbf{S})^{-1} s_i^H = k_{ii} \quad (11)$$

根据式(11), 式(10)可以重写为:

$$E[|e_i|^2] = (1 - 2k_{ii} + k_{ii}) \sigma^2 = (1 - k_{ii}) \sigma^2 \quad (12)$$

即  $\sigma^2 = E[e_i^2] / (1 - k_{ii})$ 。

在实际运算中, 用算术平均值来代替式(12)中的期望, 即

$$\hat{\sigma}^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N [|e_i|^2 / (1 - k_{ii})] \quad (13)$$

在实际的通信系统中, 由于噪声方差可能是时变的, 需要对其跟踪, 同时为了保证估计结果的稳定, 采用一阶低通滤波器对估计结果进行滤波处理, 计算公式如下:

$$\hat{\sigma}^2(t|t) = \hat{\sigma}^2(t-1|t-1) + p[\hat{\sigma}^2(t) - \hat{\sigma}^2(t-1|t-1)] \quad (14)$$

式中:  $\hat{\sigma}^2(t|t)$  表示利用  $t$  时刻及其以前所有时刻的观测值对噪声方差所做的估计;  $\hat{\sigma}^2(t)$  表示  $t$  时刻利用式(13)对噪声方差所做的估计;  $p$  是一个小于 1 的正数。

### 3 仿真结果及讨论

为了验证本文提出算法的性能, 将本文提出的噪声方差估计算法应用于 DTMB 系统外接收机中生成软判决度量。DTMB 系统采用时域同步正交频分多路复用技术(TDS-OFDM), 有 4-QAM,16-QAM,64-QAM 多种调制方式, 前向纠错码主要采用 LDPC 码。

在本节的仿真中, 均使用 64-QAM 调制方式, 采用的 LDPC 码为(7493,6096)码, 码率为 0.8。PN 保护间隔的长度为 420, 使用的多径衰落信道模型如表 1 所示, 且假设在一个 OFDM 符号的时间内信道不发生变化。假设理想同步与信道均衡, LDPC 解码算法采用了文献[11]中的算法, 最大迭代次数设定为 50 次。

在仿真中, 对于信道噪声方差的估计基于 PN 保护间隔来完成, 即式(6)中的  $\mathbf{S}$  为由 PN 序列组成的循环矩阵, 矩阵大小为  $255 \times 165$ , PN 序列特殊的性质<sup>[5]</sup>使得式(8)中的矩阵  $\mathbf{K}$  为实数阵, 满足式(12)的表达形式, 式(13)中的  $N$  取 255, 即为每帧数据中有效 PN 序列的长度。在收敛速度和估计稳定性的综合考虑下, 式(14)中,  $p$  取为 0.3, 并用  $\hat{\sigma}^2(t|t)$  代替式(4)中的  $\sigma^2$  计算软判决度量, 提供给 LDPC 码解码器。

表 1 DVB-T 标准 P1 信道模型

Table1 DVB-T P1 channel model

| path               | 0     | 1     | 2     | 3     | 4     | 5     | 6     | 7     | 8     | 9     | 10   |
|--------------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|------|
| amplitude/dB       | 0     | -7.8  | -24.8 | -15   | -10.4 | -11.7 | -24.2 | -16.5 | -25.8 | -14.7 | -7.9 |
| delay/ $\mu$ s     | 0     | 0.52  | 1.00  | 5.42  | 2.75  | 0.60  | 1.02  | 0.14  | 0.15  | 3.32  | 1.93 |
| phase/( $^\circ$ ) | 0     | 336.0 | 278.2 | 195.9 | 127.0 | 215.3 | 311.1 | 226.4 | 62.7  | 330.9 | 8.8  |
| path               | 11    | 12    | 13    | 14    | 15    | 16    | 17    | 18    | 19    | 20    |      |
| amplitude/dB       | -10.6 | -9.1  | -11.6 | -12.9 | -15.3 | -16.5 | -12.4 | -18.7 | -12.1 | -11.7 |      |
| delay/ $\mu$ s     | 0.43  | 3.22  | 0.85  | 0.07  | 0.20  | 0.19  | 0.92  | 1.38  | 0.64  | 1.37  |      |
| phase/( $^\circ$ ) | 339.7 | 174.9 | 36.0  | 122.0 | 63.0  | 198.4 | 210.0 | 162.4 | 191.0 | 22.6  |      |

#### 3.1 多径衰落信道中噪声方差估计算法的性能比较

为了评估本文算法对多径衰落信道噪声方差的估计性能, 分别针对噪声方差时不变和时变的情况, 将本文算法、EM 算法和子空间特征值分解算法的估计结果进行了比较。

在 EM 算法中, 设  $\mathbf{S}$  为发送数据构成的矩阵,  $\mathbf{y}$  为接收的数据向量,  $\mathbf{h}$  为信道的冲击响应。令  $f(\mathbf{y}, \mathbf{S} | \mathbf{h})$  为完备数据  $(\mathbf{y}, \mathbf{S})$  的联合套件概率密度函数, 根据式(6), 可得:

$$f(y, \mathbf{S} | \mathbf{h}, \sigma^2) = f(y | \mathbf{h}, \sigma^2, \mathbf{S}) f(\mathbf{S}) = \frac{1}{(\pi \sigma^2)^N} \exp \left[ \frac{-\|y - \mathbf{S} \mathbf{h}\|^2}{\sigma^2} \right] f(\mathbf{S}) \quad (15)$$

式中  $\sigma^2$  为信道噪声方差。对 EM 算法的求解采用了文献[7]中的方法, 通过 2 步迭代完成。

在子空间特征值分解算法中, 首先, 分别计算接收到每帧数据 PN 序列的自相关矩阵, 再对连续  $N$  帧 PN 序列的自相关矩阵求算术平均来近似自相关矩阵的期望<sup>[8]</sup>, 并对自相关矩阵的算术平均求特征值分解, 取最小的  $(n-r)$  (此处为 90) 个特征值的均值作为噪声方差的估计。

3 种算法的估计结果及噪声方差的真实值如图 1 所示。图 1(a) 中, 真实噪声方差为 0.837, 且在 2 000 帧数据的时间内不发生变化; 图 1(b) 中, 在前 1 000 帧数据的时间内, 真实噪声方差为 0.837; 在后 1 000 帧数据的时间内, 真实噪声方差为 1.28。

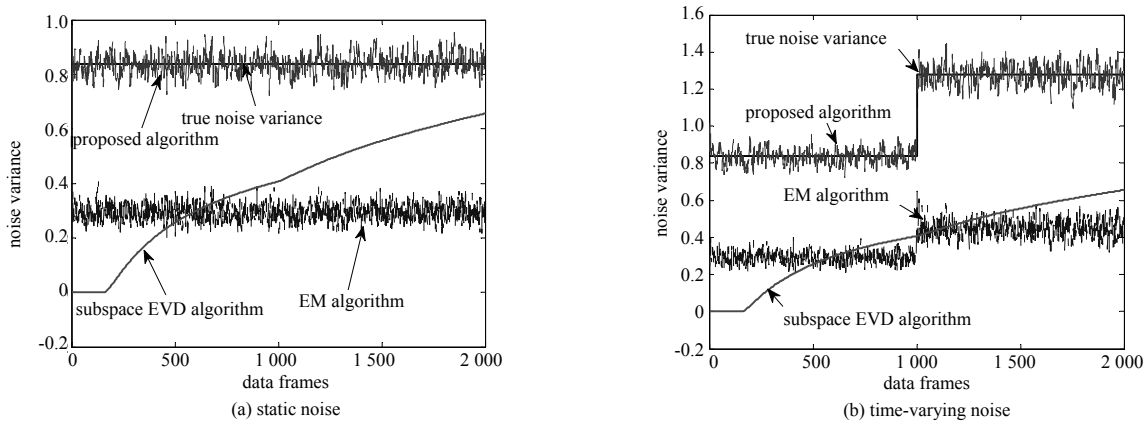


Fig.1 Channel noise variance estimates in multi-path fading channels

图 1 多径衰落信道噪声方差估计

从图 1 中可以看出, 无论是对于噪声方差时不变的情况还是时变的情况, 本文提出的估计算法都能准确地对噪声方差进行估计, 并能快速收敛到真实值附近; 将 EM 算法应用于本文的仿真环境中, 噪声方差迭代运算的结果存在一定的偏差, 且始终无法收敛到真实值附近; 对于子空间特征值分解的算法, 理论上需要对自相关矩阵的期望进行特征值分解才能得到噪声方差的估计, 由于在实际中使用算法平均来近似期望, 因此当自相关矩阵的维数较大时, 噪声方差估计值逐渐靠近真实值, 但收敛速度很慢。因此, 本文提出的噪声估计算法, 无论是收敛速度还是估计精度, 都要优于 EM 算法和子空间特征值分解算法。

### 3.2 噪声方差信息对信道解码器性能的影响

为了分析不准确噪声方差信息对软判决度量(LLR)及信道解码器性能的影响, 本文首先对比了在特定信噪比条件下, 输入软判决器不同噪声方差时对系统误比特率的影响, 如图 2(a)所示。图 2(a)中的横坐标为输入软判决器的噪声方差估计值  $\hat{\sigma}^2$  与真实值  $\sigma^2$  的比值, 纵坐标为误比特率。图 2(a)中曲线的形状类似于一条抛物线, 当  $\hat{\sigma}^2/\sigma^2=1$  时, 误比特率取到极小值, 随着  $\hat{\sigma}^2/\sigma^2$  与 1 不断地偏离, 误比特率也不断地增大。仿真结果与本文第 2 部分中的分析结果吻合, 说明不准确的噪声方差信息会使信道解码器的性能恶化。

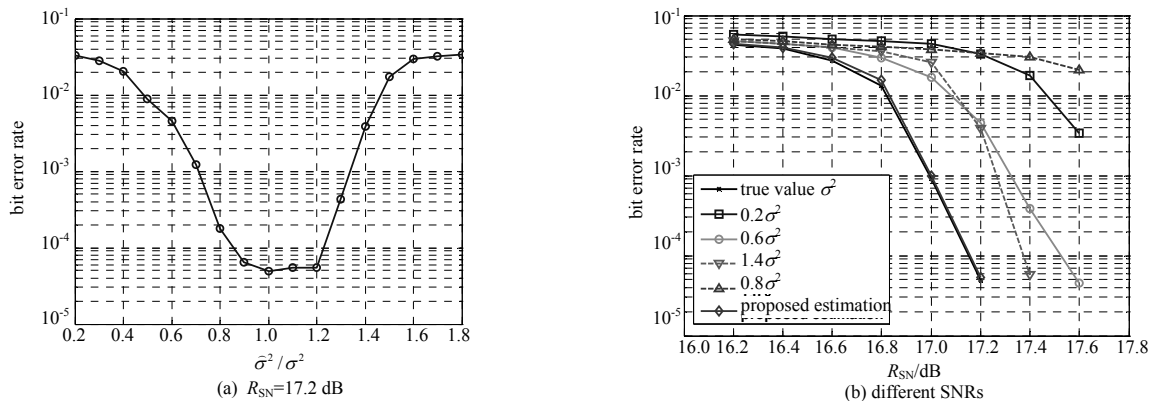


Fig.2 Effects of noise variance estimates on performance of channel decoder

图 2 噪声方差信息对信道解码器性能的影响

为了评估本文提出的信道噪声估计算法对信道解码器性能的影响,本文将各种不同的噪声方差信息输入软判决模块,生成不同的软判决度量,并对误比特率进行比较,如图2(b)所示。在图2(b)中列出了6种不同的噪声方差信息输入软判决模块后对信道解码器性能的影响。设定每种信噪比环境下,真实的噪声方差为 $\sigma^2$ ,图2(b)中分别给出了输入软判决器的噪声方差信息为 $\sigma^2, 0.2\sigma^2, 0.6\sigma^2, 1.4\sigma^2, 1.8\sigma^2$ ,以及利用本文算法估计出的噪声方差时,DTMB系统的误比特率曲线。从图2(b)中可以看出,当输入软判决模块的噪声方差信息为真实噪声方差时,产生的软判决度量最优,信道解码器的性能最好;当软判决模块采用本文算法估计出噪声方差时,解码器的性能与理想情况几乎一致,说明本文提出的信道噪声方差估计算法具有良好的性能,而其它不准确的噪声方差信息都会对信道解码器的性能造成一定的影响。

#### 4 结论

软判决度量的生成需要知道准确的信道噪声方差信息,但在实际中,信道的噪声方差往往是未知的,不准确的噪声方差会使软判决度量及信道解码器的性能恶化。本文提出的针对多径衰落信道的噪声方差估计算法,能够对信道噪声方差进行准确的估计和跟踪,并且收敛快速。根据这一估计结果产生的软判决度量逼近于多径衰落环境下的最优软判决度量,为信道解码器的性能提供了保证。该算法在DTMB系统的应用结果表明,本文提出的软判决度量生成算法适用于实际通信系统,具有良好的性能。

#### 参考文献:

- [1] 赵旦峰,李文意. Turbo 码译码及其应用研究的最新进展[J]. 信息与电子工程, 2003,1(2):72-74. (ZHAO Dan-feng, LI Wen-yi. New developments of turbo decoding and its application[J]. Information and Electronic Engineering, 2003,1(2):72-74.)
- [2] Saeedi H, Banihashemi A. Design of irregular LDPC codes for BIAWGN channels with SNR mismatch[J]. IEEE Trans. on Communication, 2009,57(1):6-11.
- [3] Jean W G, Chang K H, Gho Y S. An equalization technique for orthogonal frequency division multiplexing systems in time variant multi-path channels[J]. IEEE Trans. on Communications, 1999,47(1):27-32.
- [4] 徐斌,张建秋,胡波. 正交频分复用信道估计的隐藏导频方法[J]. 信息与电子工程, 2006,4(1):1-5. (XU Bin, ZHANG Jian-qiu, HU Bo. OFDM channel estimation using implicit pilot scheme[J]. Information and electronic engineering, 2006,4(1):1-5.)
- [5] Song Bowei, Gui Lin, Guan Yunfeng, et al. On channel estimation and equalization in TDS-OFDM based terrestrial HDTV broadcasting system[J]. IEEE Trans. on Consumer Electronics, 2005,51(8):790-797.
- [6] David R Pauluzzi, Norman C Beaulieu. A comparison of SNR estimation techniques for the AWGN channel[J]. IEEE Trans. on Communications, 2000,48(10):1681-1691.
- [7] 张蕊萍,张太镒,龚政委. 基于 EM 的联合信道参数估计和数据检测算法[J]. 电子与信息学报, 2006,28(11):2130-2134. (ZHANG Rui-ping, ZHANG Tai-yi, GONG Zheng-wei. EM-based joint channel estimation and data detection algorithm[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2006,28(11):2130-2134.)
- [8] 张贤达. 现代信号处理[M]. 2版. 北京:清华大学出版社, 2002. (ZHANG Xianda. Modern Signal Processing[M]. 2nd ed. Beijing: Tsinghua Univ. Press, 2002.)
- [9] Moe Rahnama, Yezdi Antia. Optimum Soft Decision Decoding with Channel State Information in the Presence of fading[J]. IEEE Communications Magazine, 1997,35(7):110-111.
- [10] Susan D H, Roger A H, David B D. Estimating heteroscedastic variances in linear models[J]. Journal of the American Statistical Association, 1975,70(6):380-385.
- [11] Hu Xiao-Yu, Eleftheriou E, Arnold D M, et al. Efficient implementations of the sum-product algorithm for decoding LDPC codes[C]// IEEE GLOBECOM 2001. San Antonio, TX, USA: [s.n.], 2001.

#### 作者简介:



赵晋(1982-),男,山西省大同市人,在读博士研究生,主要研究方向为数字信号处理、无线通信、全球卫星导航系统.email:dr.zhaojin@gmail.com.

张建秋(1962-),男,湖南省邵阳市人,教授,博士生导师,主要研究方向为信息处理理论及其在新型传感器、仪器和测量中的应用。

尹建君(1980-),男,上海市人,博士,讲师,主要研究方向为信息融合、序列蒙特卡罗方法、导航和组合导航。