

# 未知相位信道下 Turbo 码编码 DPSK 信号的联合迭代解调解码

吴晓富<sup>1,2</sup>, 凌 聪<sup>1</sup>, 吕 晶<sup>1</sup>

(1. 南京通信工程学院卫星通信重点实验室, 江苏南京 210016; 2. 北京大学电子学系, 北京 100871)

**摘要:** 本文提出了未知相位信道下 Turbo 码编码 DPSK 信号的联合迭代解调解码算法. 推导了未知相位信道的最大后验概率 (MAP) 算法, 推导表明该 MAP 算法同样可用前向、后向递推方程来有效实现. 其次, 采用等效信道的方法将未知相位信道的 Turbo 码解码问题化为 AWGN 信道下 Turbo 码的解码问题. 最后, 引进了联合迭代解调解码算法, 可用于 Turbo 码的解调解码. 模拟表明本文算法可有效用于未知相位信道 Turbo 码的解码.

**关键词:** 未知相位信道; Turbo 码; 最大后验概率算法

**中图分类号:** TN919 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2002) 01-0097-05

## Iterative Joint Demodulation and Decoding of Turbo Coded DPSK Signals over Unknown Phase Channels

WU Xiao-fu<sup>1,2</sup>, LING Cong<sup>1</sup>, LU Jin<sup>1</sup>

(1. Institute of Communication Engineering, Nanjing, Jiangsu 210016, China;

2. Department of Electronic Peking University, Beijing 100871, China)

**Abstract:** In this paper, iterative joint demodulation and decoding of coded DPSK (differential phase shift keying) signals over an AWGN channel with unknown phase is presented. Firstly, the symbol-by-symbol maximum a posteriori probability (MAP) algorithm for an unknown phase channel is derived and it is shown that the MAP algorithm can be implemented efficiently using forward and backward recursions through the trellis. Secondly, the equivalent channel model approach is adopted and highlighted for subsequent systems to further process the channel MAP's output. Finally, the principle of iterative joint demodulation and decoding is introduced. The efficiency of the proposed algorithm is approved by many simulations.

**Key words:** iterative decoding; MAP algorithm; differential phase shift keying; unknown phase channels; Turbo codes

### 1 引言

1993年 C. Berrou 等提出的 Turbo 码<sup>[1]</sup>被认为是近年来编码理论取得的巨大进展. Turbo 码在误码率为  $10^{-5}$  时以 0.7dB 的信噪比逼近于 Shannon 容量极限. Turbo 码令人吃惊的性能引起了国际通信界的普遍关注, 目前, Turbo 码的原则 (MAP 算法、交织、迭代) 已应用于诸如多用户检测、信道均衡、编码调制等数字通信中的诸多方面<sup>[2]</sup>.

另外, 由于 C. Berrou 仅考虑了高斯白噪声 (AWGN) 信道的解码算法, 在实际信道下如何对 Turbo 码进行解码引起了各国学者的浓厚兴趣. 采用差分检测仍不失为一种简单的解调方法. I. D. Marshand 模拟表明: 在慢衰落信道中系统性能要好于卷积码<sup>[3]</sup>, 而采用较复杂的多码元差分检测能有效提高系统性能<sup>[4]</sup>.

本文考虑未知相位信道<sup>[5]</sup>, 该信道模型在卫星通信中有广泛的应用. 我们知道在 AWGN 信道下, Turbo 码在 0.7dB 的

信噪比下误码率达到  $10^{-5}$ , 而在如此低的信噪比下如何精确估计信道参数本身就很难解决. 采用差分检测虽然是一种简单选择, 但是性能难以令人满意. 本文提出采用联合迭代解调解码的思路, 其出发点是信道参数估计应得益于编码提供的冗余度. 事实上, 在文献 [6] 中采用了相同的思路. 另外, 本文对信道参数并没有进行显式估计, 而是直接估计出信息比特的对数似然比值 (LLR).

本文首先推导出 MDPSK 信号在未知相位信道下的最大后验算法 (MAP); 采用等效信道模型对信道的 MAP 输出进行进一步的处理, 这使得后续的 Turbo 解码成为可能; 引入了迭代解调解码原则, 通过对 DPSK 及 QDPSK 信号的计算机仿真证明了算法的有效性.

另外, 值得强调的一点是, 本文的相位模糊问题通过差分编码来解决的, 相比于采用前导码 (pilot symbols) 的方法, 该方法提高了系统的效率.

收稿日期: 2000-07-21; 修回日期: 2001-05-16

基金项目: 国家自然科学基金 (No. 60002010)

## 2 系统描述

系统发送端框图可见图 1. 假设输入到 Turbo 码编码器的二进制比特为  $\{b_i\}$ , 且 Turbo 码编码器由两路相同的 RSC 编码器组成, 中间加一随机交织器 ( ). 假设编码系统码率为  $1/2$ , 则编码输出比特对可用  $(x_i, y_i)$  表示, 这里  $x_i$  代表信息比特而  $y_i$  表示校验比特. 该比特对先经过一逐比特交织器 BWI (bit-wise interleaver) 进行交织. 交织后的比特流再通过信号 Mapper 映射成 BPSK 或 QPSK (Gray mapping). BWI 在等效信道模型中起关键作用, 这将在后面详细讨论. 为解决相位模糊问题, 系统采用了差分编码技术, 因而最终发送到信道上的信号为 MDPSK 信号. 本文假设信道为未知相位的高斯白噪声信道, 因而在时刻  $k$  接收信号抽样值为:

$$r_k = \sqrt{2} P a_k e^{j\theta} + w_k \quad (1)$$

这里  $P$  表示信号功率;  $a_k = \{\exp(2\pi m/M) \mid m=0, 1, \dots, M-1\}$ ;  $\theta$  为信道引起的未知相位, 一般假设其均匀分布于  $(-\pi, \pi)$ ;  $w_k$  表示均值为 0 方差为  $2\sigma_w^2 = 2N_0/T$  的复高斯白噪声,  $T$  表示 MDPSK 码元间隔.

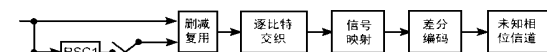


图 1 发送端框图

## 3 未知相位信道的最佳 MAP 算法

我们知道离散 Markov 信道的 MAP 算法对高斯信道下的 Turbo 码解码起了关键的作用. 未知相位信道的逐比特 MAP 算法起着同样重要的作用. 事实上, 该 MAP 算法提供了所谓的软入软出 (SISO: Soft Input Soft Output) 模块, 而 SISO 对迭代处理起着至关重要的作用<sup>[7]</sup>. 下面推导未知相位信道的 MAP 算法.

假设信道记忆长度不超过  $L$  个码元, 在本文中意味着信道未知相位在  $(L+1)$  个码元周期内保持恒定, 显然该假设比文献[5]更合理 (文献[5]假设在整个观察区间内保持恒定). 在该假设下定义时刻  $k-1$  的信道状态  $s_{k-1}$  如下:

$$s_{k-1} = (a_{k-1}, a_{k-2}, \dots, a_{k-L}) \quad (2)$$

这样, 在网格图上从状态  $s_{k-1}$  到  $s_k (s_k = (a_k, a_{k-1}, \dots, a_{k-L+1}))$  有  $M$  种转移可能. 这里  $a_k = a_{k-1} d_k, d_k$  标志从  $s_{k-1}$  到  $s_k$  的可能输入. 对 MDPSK 信号而言,  $d_k$  可由  $\log_2 M$  个  $\{b_j^k, j=0, 1, \dots, \log_2 M - 1\}$  输入比特映射而得, 这些比特对应于 BWI 后输出的编码比特 (见图 1). 为推导方便起见, 下面仅用  $b_k$  代表时刻  $k$  的每一个比特  $b_j^k$ .

对 MAP 算法而言其目的是提供如下的似然比值<sup>[7]</sup>:

$$(b_k) = \log \frac{P(b_k = +1 \mid r_k^N)}{P(b_k = -1 \mid r_k^N)} = \log \frac{p(s_{k-1} = m, s_k = m, r_k^N)}{\sum_{\substack{(m,m) \\ b_k = -1}} p(s_{k-1} = m, s_k = m, r_k^N)} \quad (3)$$

这里  $P(\cdot)$  为后验概率,  $p(\cdot)$  表示概率密度 (pdf), 而  $r_k^N$  表示从时刻 1 到  $N$  的接收信号 ( $N$  表示发送信号组长度). 由式

(2) 可知状态对  $(s_{k-1}, s_k) = (m, m)$  决定了从时刻  $k-L$  到  $k$  的发送信号  $\tilde{a}_{k-L}^k, \tilde{a}_k(m, m)$ . 在式 (3) 中分子分母对  $p(s_{k-1} = m, s_k = m, r_k^N)$  求和是分别对特定的状态转移对  $(m, m)$  而言的, 如分子上即是对所有输入编码比特  $b_k = +1$  的状态对  $(m, m)$  求和. 对未知相位信道而言, 由于不再是 Markov 信道, 文献[8]中的 BCJR 算法不再适用, 但是在假设信道记忆长度有限的前提下仍然有

$$p(s_{k-1} = m, s_k = m, r_k^N) = p(s_{k-1} = m, s_k = m, r_k^k) \cdot p(r_{k+1}^N \mid s_{k-1} = m, s_k = m, r_k^k) \cdot p(r_{k-L}^k \mid s_{k-1} = m, r_k^{k-1}) \cdot p(r_{k-L+1}^k \mid s_k = m, r_k^k) \cdot \dots \cdot p(r_k \mid s_{k-1} = m, r_k^{k-1}) \quad (4)$$

成立. 其中  $p_{k-1}(m)$ ,  $p_k(m, m)$  及  $p_k(m)$  由相应划线部分所定义. 由此不难验证前后向迭代算法仍然成立, 即有:

$$p_k(m) = p_{k-1}(m) \cdot p_k(m, m) \quad (5)$$

$$p_k(m, m) = p(r_k \mid s_k = m, s_{k-1} = m, r_{k-L}^{k-1}) \quad (s_k = m \mid s_{k-1} = m) \quad (6)$$

在式 (6) 中

$$p(r_k \mid s_k = m, s_{k-1} = m) = \begin{cases} P(d_k) = P(b_k^i), & \text{if } m = TS(m, d_k) \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (7)$$

决定于转移概率及先验概率  $P(d_k) (TS(m, d_k))$  表示由输入  $d_k$  及状态  $m$  决定的状态, 而

$$p(r_k \mid s_k = m, s_{k-1} = m, r_{k-L}^{k-1}) = p(r_k \mid \tilde{a}_{k-L}^k) = \tilde{a}_k(m, m, r_{k-L}^{k-1}) \cdot p(r_k \mid \tilde{a}_{k-L}^k, r_{k-L}^{k-1}) \quad (8)$$

为计算上述概率, 首先计算

$$p(r_k \mid \tilde{a}_{k-L}^k, r_{k-L}^{k-1}) = \frac{p(r_{k-L}^{k-1} \mid \tilde{a}_{k-L}^{k-1}) f(r_k)}{p(r_{k-L}^{k-1} \mid \tilde{a}_{k-L}^{k-1}) f(r_k)} = \frac{(2\pi)^{-1} (2\sigma_w^2)^{-L} \exp(-\sum_{i=1}^L |r_{k-i} - \tilde{a}_{k-i} e^{j\theta}|^2 / 2\sigma_w^2)}{(2\pi)^{-1} (2\sigma_w^2)^{-L} \exp(-\sum_{i=1}^L |r_{k-i} - \tilde{a}_{k-i} e^{j\theta}|^2 / 2\sigma_w^2)} = A_k \exp(-\sum_{i=1}^L |r_{k-i} \tilde{a}_{k-i}^* \cos(\theta - \phi_{k-i})|) I_0(\sum_{i=1}^L |r_{k-i} \tilde{a}_{k-i}^*|) \quad (9)$$

式中:  $*$  表示复数共轭;  $\phi_{k-i} = \angle(r_{k-L}^{k-1}, \tilde{a}_{k-L}^{k-1})$  表示  $\sum_{i=1}^L r_{k-i} \tilde{a}_{k-i}^*$  的相角;  $I_0(\cdot)$  表示第一类零阶修正贝塞尔函数. 式中  $A_k$  对从时刻  $k-1$  到  $k$  的所有转移都一致, 因而在式 (3) 中可被删去. 将式 (9) 代入式 (8) 得:

$$p(r_k \mid s_k = m, s_{k-1} = m, r_{k-L}^{k-1}) = (2\sigma_w^2)^{-1} \exp[-(2\sigma_w^2)^{-1} |r_k - \tilde{a}_k e^{j\theta}|] \cdot A_k \exp[-\sum_{i=1}^L |r_{k-i} \tilde{a}_{k-i}^* \cos(\theta - \phi_{k-i})|] I_0(\sum_{i=1}^L |r_{k-i} \tilde{a}_{k-i}^*|) = B_k I_0(\sum_{i=1}^L |r_{k-i} \tilde{a}_{k-i}^*|) \exp[-\sum_{i=1}^L |r_{k-i} \tilde{a}_{k-i}^* \cos(\theta - \phi_{k-i})|] + |r_k \tilde{a}_k^* \cos(\theta - \phi_k)| \} = 2 B_k I_0(\sum_{i=1}^L |r_{k-i} \tilde{a}_{k-i}^*|) \cdot I_0(\sum_{i=0}^L |r_{k-i} \tilde{a}_{k-i}^*|) \quad (10)$$

这里  $k = (r_k, \tilde{a}_k)$  是  $\tilde{r}_k^*$  的复角, 同样  $2 B_k$  与  $A_k$  一样可在式(3)中被删去.

这样, 未知相位信道的 MAP 算法可类似于 BCJR 算法由式(3-7)及式(10)执行, 该 MAP 算法的复杂度由信道的状态数决定, 因而最终决定于信道记忆长度.

### 4 联合迭代解调解码

由于最佳解码算法一般很难实现, Turbo 原则提供了一种性能接近最佳的低复杂度算法<sup>[1]</sup>. 在上节中推导了未知相位信道的 MAP 算法, 但是如何在该信道下对 Turbo 码进行解码仍然没有答案. 文献[9]提供了一种等效信道方法, 模拟表明该方法对码间串扰(ISD)信道的 Turbo 码解码非常有效. 下面, 将尝试采用该方法对未知相位信道的 Turbo 码进行联合解调解码.

#### 4.1 联合解调解码算法的整体结构

联合解调解码的整体结构见图 2. 其中, 信道 MAP 的作用是基于接收到的信号及先验值迭代计算经 Turbo 码的编码比特  $b_k$  的似然比值, 该先验值每次迭代都是取自 Turbo 解码器的输出. 图 2 中的逐比特去交织器(BWDI)是发送端 BWI 的反操作, 事实上, BWDI 在下面要讲的等效信道模型中起着极为重要的作用.

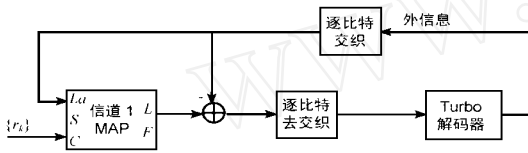


图 2 接收端整体结构

#### 4.2 等效信道模型

等效信道模型的思想源自文献[1], 而为 Raphaeli 在文献[9]中成功用于 ISI 信道 Turbo 码的迭代解码. 采用等效信道模型的概念, 可将未知相位信道 Turbo 码解码问题转化成高斯信道的 Turbo 码解码问题. 由于其具有直观性及简单性, 在本文中采用了该方法, 其合理性可从以下不难看出:

- ① 对于 AWGN 信道该模型在等效前后保持不变;
- ② 信道的 BWDI 使得输出的似然比值(LLR)不相关;
- ③ 计算机仿真表明该方法工作得很好.

假设信道 MAP 输出的似然比值是一等效加性高斯噪声信道的输出, 且该等效加性高斯信道的二进制输入序列为  $\{b_k\}$ . 则该等效信道模型可用下式表示:

$$\tilde{b}_k = b_k + n_k \quad (11)$$

式中:  $\tilde{b}_k$  是接收到信号;  $n_k$  表示均值为 0 方差为  $\frac{2}{n}$  的加性噪声. 对该等效信道, 有:

$$\tilde{L}_e = \frac{2}{n} L_e(b_k) \quad (12)$$

式中:  $L_e(b_k) = L(b_k) - L_a(b_k)$  为经信道 MAP 抽取出的外信息(extrinsic information), 而信道 MAP 的 LLR 输出可计算如下:

$$L(b_k) = \frac{2}{n} \tilde{L}_e + L_a(b_k) \quad (13)$$

$L_a(b_k)$  表示  $b_k$  的先验知识(LLR)形式.

下面寻求如何从信道的外信息  $L_e(b_k)$  导出等效信道模型式(11). 显然由式(12)不难得到:

$$L_e(b_k) = \tilde{b}_k = b_k + n_k \quad (14)$$

这里  $\tilde{b}_k$  是一常量. 由此可计算式(14)的均值及方差如下:

$$\begin{cases} m_{L_e} = E\{L_e(b_k) b_k\} = E\{b_k b_k\} = \\ \sigma_{L_e}^2 = E\{L_e(b_k)^2\} - [E\{L_e(b_k) b_k\}]^2 = E\{n_k^2\} = \frac{2}{n} \end{cases} \quad (15)$$

其中  $b_k = \text{sign}\{L(b_k)\}$ . 因而由式(15)可得:

$$\frac{2}{n} = \frac{\sigma_{L_e}^2}{m_{L_e}^2} = \frac{E\{L_e(b_k)^2\}}{[E\{L_e(b_k) b_k\}]^2} - 1 \quad (16)$$

这样, 给定信道 MAP 的似然比值  $L(b_k)$  (进而  $L_e(b_k)$ ), 则等效 AWGN 信道模型可通过式(12)及(16)导出.

#### 4.3 联合迭代解调解码

一旦用 4.2 节方法导出等效信道模型, 采用文献[9]的方法不难对 Turbo 码进行迭代译码处理. 由于本文采用的联合迭代解调解码算法基本与文献[9]相同, 这里略去. 需要强调的是: 其中的 MAP 模块不仅要计算信息比特的 LLR, 还需计算编码比特的 LLR. 对 MPSK( $M=2$ ) 信号而言, 信道 MAP 的先验输入  $P(d_k)$  是通过式(7)来计算的.

#### 4.4 已知相位条件下 Turbo 码编码 DPSK 信号的联合迭代解调解码算法

为比较性能起见, 文中还仿真了已知相位条件下 Turbo 编码 DPSK 信号的联合迭代解调解码算法, 其方法与以上相同, 唯一不同的是将信道 MAP 算法代之以 AWGN 信道下 DPSK 信号的 MAP 算法, 由于 DPSK 可看成是码率为 1 的卷积码<sup>[10]</sup>, 其 MAP 算法可简单沿用 BCJR 算法.

### 5 仿真结果及讨论

为验证上述算法的性能, 进行了大量的计算机仿真, 在仿真中采用了码率为 1/2 的 Turbo 码, 该 Turbo 码由两个相同的 RSC(37, 21) 码构成, 在仿真中主要考虑了以下几点:

- (1) 对 BDPSK 及 QDPSK 两种调制方式所仿真的信噪比(SNR)范围, 要求达到  $10^{-5}$  的误比特率(BER);
- (2) 考虑信道记忆长度  $L$  对系统性能的影响;
- (3) 考虑发送信息长度  $N_i$  对系统性能的影响;
- (4) 用已知相位下 Turbo 码编码 DPSK(迭代 17 次后的性能)作为参考并加以对比.

当然, 迭代次数的影响体现在整个仿真中. 码交织器( )及信道交织器 BWI 在仿真中采用了随机交织. 显然由于整个系统码率为 1/2, 因而 BWI 的长度为码交织器长度的两倍即  $N = 2N_i$ .

系统在不同调制下的性能可见图 3 及图 4. 图 3 是针对 BDPSK 调制, 信道记忆长度选择为  $L = 5$ , 而图 4 是针对 QDPSK 调制(且  $L = 3$ ). 除图 6 外, 所用仿真都是在发送信息长度为 2048( $N_i = 2048$ )的前提下进行的. 由图 3 及图 4 不难看出, 为达到  $\text{BER} = 10^{-5}$ , BDPSK 调制方式的信道状态数为 32 时所需比特信噪比为 3.2dB, 而 QDPSK 调制方式在 64 状态下所需比特信噪比为 3.4dB. 值得指出的是, 所提算法收敛速度不是

很快.由图 4、5 可知, BDPSK 在  $L=5$  时与已知相位下 Turbo 编码 DPSK 性能相差约 0.5dB, QDPSK 在  $L=3$  时相差约 0.7dB.

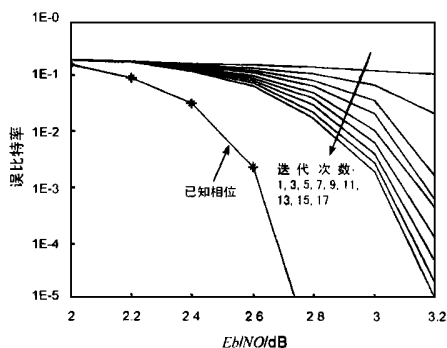


图 3 系统仿真 BER 性能(BDPSK 调制,  $L=5$ ,  $N_i=2048$ )

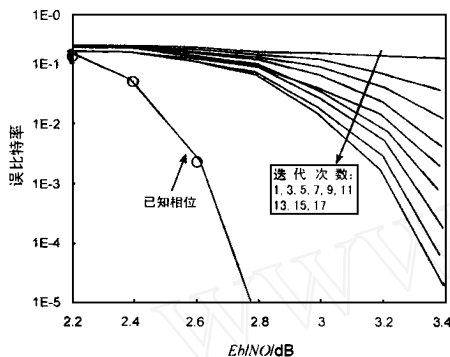


图 4 系统仿真 BER 性能(QDPSK 调制,  $L=3$ ,  $N_i=2048$ )

信道记忆长度对系统性能有很大影响,其仿真结果见图 5.显然,系统性能随信道记忆长度增加而提高,然而随着信道记忆长度的增长,系统复杂度很快变得不可接受,如何降低信道 MAP 的复杂度也是一个重要的问题,目前正在作这方面的研究.

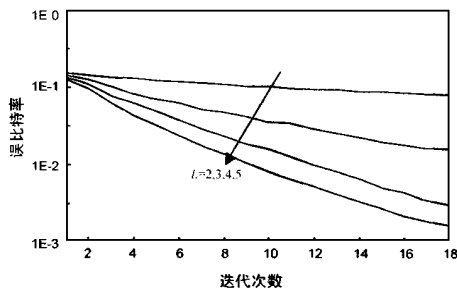


图 5 信道记忆长度对系统仿真(BER)性能的影响 (BDPSK 调制,  $N_i=2048$ )

和 AWGN 信道的 Turbo 码解码一样,发送信息组长度  $N_i$  对系统性能影响极大,由图 6 可见随着  $N_i$  的增长,系统性能有较大的改善.为达到  $BER=10^{-5}$ ,在  $N_i=4096$  时 bit SNR = 3.0dB 这比  $N_i=2048$  少了 0.2dB.

显然,系统复杂度决定于信道 MAP 算法及卷积码 MAP 算法的复杂度.而两种 MAP 算法的复杂度直接决定于各自的约束长度并呈指数增长.

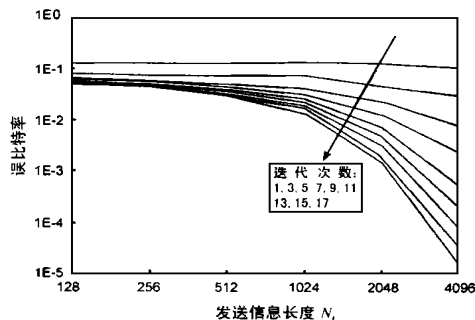


图 6 发送信息长度对系统仿真(BER),性能的影响 (BDPSK 调制,  $L=5$ ,  $E_b/N_0=3.0\text{dB}$ )

## 6 结论

本文提出了未知相位信道的一种 MAP 算法,基于该 MAP 算法采用联合迭代解调解码算法,可有效用于该信道下采用 Turbo 码的 MDPSK 信号的解调解码.仿真表明 BDPSK 信号在  $L=5$  时系统性能比已知相位下 Turbo 编码 DPSK 信号的性能差 0.5dB,增加信道记忆长度能继续缩小两者的差距,但实现复杂度迅速增加.如何降低系统复杂度显然是将来必须解决的问题.

在本文投稿以后,我们注意到类似工作的发表<sup>[11,12]</sup>(本文部分结果的英文版已在 1999 年投稿,事实上文献[11]引用了我们的论文),可见该领域正受到国内外同行的广泛关注,本文与文献[11]的不同点体现在三方面:  $k_{-1}(m)$  及  $k(m)$  的状态定义、 $r_k(m, m)$  的定义、等效信道模型,反映出这些工作的独立性,相比于文献[11],本文算法的性能仍不能让人满意,其改进算法有待进一步研究.

## 参考文献:

- [1] Btrou C, et al. Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-codes [A]. ICC 93 [C], Geneva, Switzerland, May, 1993: 1064 - 1070.
- [2] IEEE J. Select. Areas commun. Special issue on: concatenated coding techniques and iterative decoding: Sailing towards channel capacity [C], Feb., 1998.
- [3] Marsland I D, Mathiopoulos P T. Multipole differential detection of parallel concatenated convolutional (Turbo) codes in correlated fast Rayleigh fading [J]. IEEE J. Select. Areas Commun. Feb., 1998, 16 (2): 265 - 275.
- [4] Marsland I D, Mathiopoulos P T. Differential detection of turbo codes for Rayleigh fastfading channels [J]. IEEE Commun. Lett., Feb., 1998, 2(2): 42 - 44.
- [5] Kam P Y. Maximum likelihood digital data sequence estimation over Gaussian channel with unknown carrier phase [J]. IEEE Trans. Commun., 1987, 35(5): 764 - 767.
- [6] 吴晓富, 凌聪, 孙松庚. 频率漂移下卷积编码 DPSK 信号的一种新的 Viterbi 算法 [J]. 电子学报, 1999, 25(11A): 116 - 118.
- [7] Hagenauer J, et al. Iterative decoding of binary block and convolutional codes [J]. IEEE Trans. Inform., Mar, 1995, IT-42: 429 - 445.

- [ 8 ] Bahl L R, et al. Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate [ J ]. IEEE Trans. Inform. Theory, Mar, 1974, IT-20: 284 - 287.
- [ 9 ] Raphaeli D, Zurai Y. Combined Turbo equalization and turbo decoding [ J ]. IEEE Commun. Letters, Apr., 1998, 2(4): 107 - 109.
- [ 10 ] Hoeher P, Lodge J. " Turbo DPSK ": iterative differential PSK demodulation and channel Decoding [ J ]. IEEE Trans. Commun., June, 1999, 47(6): 837 - 843.
- [ 11 ] Colavolpe G, et al. Noncoherent Iterative (Turbo) Decoding [ J ]. IEEE Trans. Commun., Sept., 2000, 48(9): 1488 - 1498.
- [ 12 ] Marsland I D, Mathiopoulos P T. On the performance of iterative noncoherent detection of coded MPSK signals [ J ]. IEEE Trans. Commun., Apr., 2000, 48(2): 588 - 596.

## 作者简介:



吴晓富 男. 1975 年生于南京. 1999 年获南京通信工程学院硕士学位. 目前是东南大学移动通信重点实验室访问学者, 2001 年 9 月开始在北京大学攻读博士学位. 主要研究兴趣为移动通信、卫星通信、检测与估计理论、编码与调制等, 在国内外核心期刊发表论文十余篇.



凌 聪 男. 1974 年生于安徽. 1997 年获得南京通信工程学院硕士学位, 现为该院讲师, 研究兴趣为无线通信, 重点是扩频通信、编码和迭代处理技术、时空调制等, 在国内外核心期刊发表论文十多篇, 负责“第四代移动通信预研”等多项基金项目.



吕 晶 男. 1965 年生于重庆. 1988 年毕业于国际科技大学, 获电子与通信系统硕士学位, 现为南京通信工程学院副教授, 研究兴趣为卫星通信系统、卫星通信技术及无线通信中的数字信号处理问题.

www.cnki.net