

# 频选快衰落信道的 Turbo 均衡算法

彭岳星,王维新,刘 陈,吴镇扬

(东南大学无线电工程系,江苏南京 210096)

**摘 要:** 针对频选快衰落信道,本文提出卡尔曼滤波信道跟踪、软输出判决反馈均衡及软输入软输出信道解码迭代处理的 Turbo 均衡算法以充分利用已获得的信息,实现信道估计、信道均衡与信道解码的迭代更新,并克服传统判决反馈均衡器误差传播的缺陷。仿真表明,本算法能有效地跟踪快衰落信道,经两次迭代就可获得较为满意的码间干扰消除效果。

**关键词:** 码间干扰;判决反馈均衡;卡尔曼滤波;信道估计;信道解码

**中图分类号:** TN911.5 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2003)04-0498-04

## Turbo Equalization with Frequency-Selective Fast-Fading Channel Tracing

PENG Yue-xing, WANG Wei-xin, LIU Chen, WU Zhen-yang

(Department of Radio Engineering, Southeast University, Nanjing, Jiangsu 210096, China)

**Abstract:** This paper proposes a Turbo equalization algorithm, which consists of Kalman Filter channel tracing and soft-output decision-feedback equalization (DFE) and soft-input soft-output channel decoding, to realize iterative channel estimation, channel equalization and channel decoding for frequency-selective fast-fading channels. The simulations show the proposed algorithm can efficiently trace the fast-fading channel and reduce greatly the inter-symbol interference (ISI) after two iterations.

**Key words:** ISI; DFE; Kalman filter; channel estimation; channel decoding

### 1 引言

第三代移动通信系统 IMT2000 具有支持多媒体业务的能力。对于各种无线传输技术 (RTT) 提议,ITU-R 要求在典型的 120km/h 快速移动车载工作环境下必须满足如下最低业务要求:语音业务时波特率最高达 32kbps, BER  $< 10^{-3}$ ; 数据业务时波特率最高达 144kbps, BER  $< 10^{-6}$ 。另外还要求 RTT 提议者提供如何处理移动台速度高达 500km/h 的资料。由于信道的多径效应,高数据传输速率的宽带信号将产生严重的码间干扰 (ISI),通常接收端采用信道均衡技术克服 ISI。当移动台相对于基站快速移动时将产生大的多普勒频移,例如在载频为 2GHz,移动台速度为 200km/h 的情况下,多普勒频移达 370Hz,而大的多普勒频移将造成信道的快衰落。此时,必须有理想的信道跟踪方法以实现信道均衡。

频选信道通常采用有限长抽头延迟线模型,抽头系数的时变规律由信道的多普勒频移比决定。文献[1]使用扩展卡尔曼滤波 (EKF) 算法估计信道的时延与多径衰落。由于时延参数在状态方程中是高度非线性的,EKF 采用一阶泰勒级数展开来线性化状态方程,这不可避免带来较大的线性近似误差,在跟踪快衰落信道时导致估计误差较大。文献[2]使用高阶统计量估计出信道模型参数后,通过卡尔曼滤波 (KF) 算法跟踪

信道的时变,最小均方误差判决反馈均衡器 (MMSE DFE) 实现均衡。仿真表明此算法能有效跟踪快衰落信道。在此基础上,文献[3]进一步改进均衡器结构:根据 KF 估计出的信道状态,确定最优 DFE 参数(前馈、反馈滤波器系数及判决延迟时间等),MMSE DFE 获得最优延迟判决,DFE 所需的时延期间的信道状态由信道预测器估计出。实验仿真表明在较高信噪比时该算法能获得较为理想的 ISI 消除效果,但 DFE 存在误判传播的固有缺陷使得在较低信噪比时系统性能并不能令人满意。由于传统接收机中的均衡器与信道解码器是相互独立地工作,即使信道交织与编码能够克服误判传播,也只能获得极为有限的增益。1993 年 Berrou 等人提出了一种接近 Shannon 理论极限性能的信道编码:Turbo 码<sup>[5]</sup>,其优异的性能得益于在两个成员译码器之间迭代交换软信息、交替译码。将这种迭代 (Turbo) 解码思想应用于均衡器,即在均衡器与解码器之间迭代交换软信息以充分利用已获得信息的 Turbo 均衡技术<sup>[6-15]</sup>日益引人注目。对 AWGN 信道,经 3-5 次迭代,Turbo 均衡器的性能可达到信噪比 SNR  $< 5$ dB 时误码率 BER  $< 10^{-5}$ ;对频选慢衰落信道,Turbo 均衡器经过 4-6 次迭代在 SNR  $< 12$ dB 时 BER  $< 10^{-5}$ 。而频选快衰落信道下的 Turbo 均衡器少见文献。因此,在文献[2,3,4]的基础上,本文针对频选快衰落信道,提出 KF 信道跟踪、软输出判决反馈均衡 (SO-DFE) 与

收稿日期:2002-07-10;修回日期:2002-11-20

基金项目:国家 863 计划资助项目 (No. 2001AA123015)

软输入软输出 (SISO) 信道解码的 Turbo 均衡算法. 系统的结构框图见图 1.

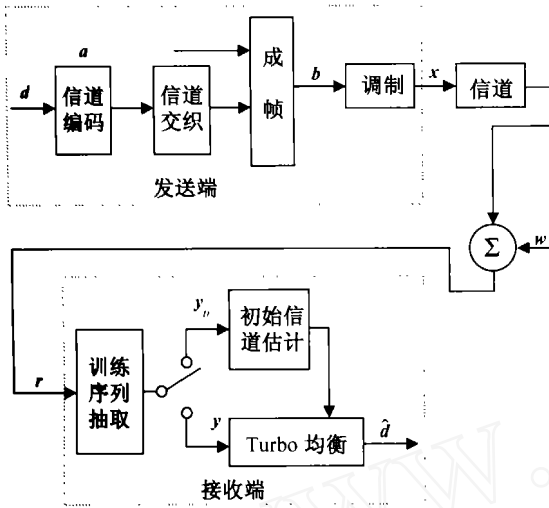


图 1 系统结构框图

### 2 发送端结构

发送端结构如图 1 上部所示. 独立同分布 (i. i. d) 的信息序列  $d = \{d(n)\}$  经编码、交织后与训练序列  $a = \{a(n)\}$  按一定的结构成帧  $b = \{b(n)\}$ , 帧结构采用前段为训练序列、后段为信息序列. 经调制后, 发送序列  $x = \{x(n)\}$  输入 ISI 信道. 为方便分析, 调制方式采用 BPSK.

### 3 信道模型

本文中, 频选快衰落信道采用等效基带离散 FIR 模型, 信道热噪声简化为加性白高斯噪声 (AWGN). 接收序列  $r = \{r(n)\}$  为:

$$r(n) = \sum_k x(k) h(n, n-k) + w(n) = \sum_{l=0}^L h(n, l) x(n-l) + w(n) \quad (1)$$

其中  $\{x(k)\}$  是方差为  $\frac{2}{x}$ 、等概率取  $\{+1, -1\}$  的 i. i. d 随机序列;  $\{w(n)\}$  是均值为 0、功率谱密度为  $N_0$  的 AWGN, 且与发送序列相互独立;  $L$  为信道记忆长度, 它由信道的时延扩展与数据传输速率确定;  $h(n) = [h(n, 0), \dots, h(n, L)]^T \triangleq [h_0(n), h_1(n), \dots, h_L(n)]^T$ , 可分割为时不变与时变两部分:  $h(n) = h_m + h(n)$ , 对于 Rayleigh 衰落信道与莱斯 (Rice) 衰落信道,  $h_m = [h_m(0), \dots, h_m(L)]^T$  分别取值为零与非零的常值矢量, 而时变部分  $h(n) = [h_0(n), h_1(n), \dots, h_L(n)]^T$  是零均值的广义平稳复高斯随机过程, 各抽头  $h_l(n)$  独立衰减且其相关函数由多普勒频移比  $f_d^k$  决定:

$$E\{h_i(m) h_j^*(n)\} \sim J_0(2 f_d^k T |m-n|) \cdot (i, j) \quad i, j=0, 1, \dots, L \quad (2)$$

其中:  $T$  是比特传输周期;  $J_0(\cdot)$  为第一类零阶 Bessel 函数;  $i, j = \begin{cases} 0, & i=j \\ 1, & i=j \end{cases}$ ;  $(\cdot)^*$  表示共轭运算. 后文中,  $(\cdot)^H$  表示共轭转置运算;  $(\cdot)^T$  表示转置运算.

通常使用低阶 AR 模型能很好近似信道的时变特性:

$$h(n) = \sum_{k=1}^N A(k) h(n-k) + u(n) \quad (3)$$

其中信道状态转换矩阵  $A(k)$  中元素由式 (2) 的自相关函数确定, 对于一阶 AR 模型, 对角阵  $A = \text{diag}(a_0, \dots, a_L)$  中元素  $a_l = J_0(2 f_d^l T)$ ,  $l=0, \dots, L$ ;  $u(n)$  是均值为 0、自相关阵为  $\frac{2}{u} I_{L+1}$  的随机向量.

### 4 接收机结构

接收机结构如图 1 右端所示. 训练序列抽取器将每帧数据前段的训练序列  $y_{tr} = \{\tilde{y}_{tr}(n)\}$  送入信道初始估计器, 它估计出信道状态转换矩阵  $A$  及训练序列结束时刻的信道状态  $h$  与估计误差相关阵  $P$ . Turbo 均衡器对信息序列  $y = \{y_n\}$  迭代进行均衡、解码.

#### 4.1 信道初始估计

训练模式中, 采用文献 [2] 提出的方法估计信道参数. 首先根据发送的训练序列与接收序列的四阶累积量计算出信道自相关矩阵  $R_{hh}(\cdot)$ . 信道参数  $A(l)$  可由式 (4) 所示的 Yule-Walker 方程使用 RLS 算法估计出.

$$R_{hh}^H(\cdot) = \sum_{l=1}^L A(l) \cdot R_{hh}^H(\cdot-l) + \frac{2}{u} \cdot (\cdot) \cdot I \quad (4)$$

求得  $A(l)$  后, 选取初始值  $h_0 = 0$ ;  $P_0 = 0$  并迭代使用表 1 所示的 KF 算法就可估计出训练序列结束时刻的信道状态  $h$  与  $P$ .

表 1 卡尔曼滤波算法

$h_{k-1} = A h_{k-2} + K_{k-1} e_{k-1}$ $e_{k-1} = y_{k-1} - \hat{x}_{k-1} (h_{k-1} + h_m)$ $K_{k-1} = (A P_{k-2} - \hat{x}_{k-1} R_{e,k-2}^{-1}) R_{e,k-2}^{-1}$ $R_{e,k-1} = R_{ww} + \hat{x}_{k-1} P_{k-2} \hat{x}_{k-1}^H - 1$ $P_{k-1} = A P_{k-2} - \hat{x}_{k-1} A^H - K_{k-1} R_{e,k-2} - 1 K_{k-1}^H - 1$
--

#### 4.2 Turbo 均衡

Turbo 均衡器中由于交织环节的存在必然引起时延, 使得不可能有真正意义上的反馈结构, 而只能是流水线式的迭代结构. 图 2 是 Turbo 均衡器第  $p$  次迭代的结构框图. 信道跟踪器、信道预测器、软输出判决反馈均衡器 (SO-DFE) 通过信道交织器、解交织器与 SISO 信道解码器相联.

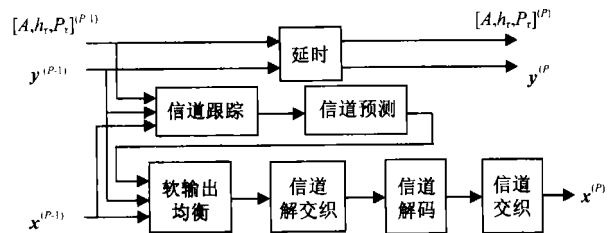


图 2 Turbo 均衡器第  $p$  级流水线结构框图

设在  $t$  时刻的接收信号是  $y(t)$ , SO-DFE 输出的软判决为  $x(t-)$ , 假设信道跟踪器准确估计出信道状态, SO-DFE 的最佳判决延迟以及最优滤波器参数可由信道状态矩阵确定. 信道跟踪器输出为  $h(t-)$ ,  $t-$  到  $t$  时间段的信道状

态由信道预测器估计出。SO-DFE 的软输出经解交织后输入信道解码器,解码器给出  $\{x(t)\}$  的最大后验概率估计并反馈。在第一次迭代时 SO-DFE 输入端无解码器输出反馈值可利用,此时由 SO-DFE 的软输出代替解码器的输出反馈值;在最后一次迭代中,解码器计算的是  $\{d(n)\}$  的最大后验概率。

#### 4.2.1 KF 信道跟踪与信道预测

设  $k$  时刻接收序列  $y_{k-L+1:k} = [y(k-L+1), \dots, y(k)]^T$ , 信道跟踪器使用表 1 所示的卡尔曼滤波算法估计出  $k-L$  时刻的信道状态  $h_{k-L}$ 。KF 算法中取初始值为初始信道估计器的输出  $h_0, P_0$ 。

设 DFE 前馈滤波器长  $N_f$ , 反馈滤波器长  $N_b$ , 信道预测器估计时间段  $k-L+1$  到  $k-L+N_f-1$  内的信道状态  $h_{k-L+N_f-1:k-L+1}$ 。对慢变信道,可假设该段时间内信道恒定,即有:  $h_{k-L+N_f-1} = h_{k-L+N_f-2} = \dots = h_{k-L}$ ; 对于快衰减信道,则可运用式(3)估计信道状态(忽略噪声项):  $h_{k-L+N_f-1} = A^{N_f-1} h_{k-L}, \dots, h_{k-L+1} = A h_{k-L}$ 。

#### 4.2.2 软输出判决反馈均衡(SO-DFE)

SO-DFE 的结构如图 3 所示。设前馈滤波器为  $P = [p_{-N_f+1}, \dots, p_{-1}, p_0]^T$ , 反馈滤波器为  $Q = [q_1, \dots, q_{N_b}]^T$ 。记  $\tilde{Q} = [0_1 \times 1, q_1, \dots, q_{N_b}, 0_1 \times s]^T$ 。

$$z_k = P^H \cdot y_{k-L+N_f-1:k-L+1} + Q^H \cdot x_{k-L+1:k-L-N_b} \\ = \sum_{i=0}^{N_f-1} p_{-i}^* y_{k-L+1+i} + \sum_{j=1}^{N_b} q_j^* x_{k-L-j} \quad (5)$$

估计误差  $e_k$  为:

$$e_k = x_{k-L} - z_k = x_{k-L} - \sum_{i=0}^{N_f-1} p_{-i}^* y_{k-L+1+i} - \sum_{j=1}^{N_b} q_j^* x_{k-L-j} \\ = \tilde{Q}^H \cdot x_{k-L+N_f-1:k-L-L} - P^H \cdot y_{k-L+N_f-1:k} \quad (6)$$

据 MMSE 准则,对  $E\{|e_k|^2\}$  最小化可求得最佳滤波器参数为:

$$p_{opt} = \arg \max_{N_f-1} \{d_i\};$$

$$P_{opt} = N_0^{-1} d_{opt}^{-1} H \cdot (F^{-1})^* e_{(opt+1)};$$

$$\tilde{Q}_{opt} = F \cdot e_{(opt+1)}$$

式中:  $F, D$  分别是对矩阵

$$R = \left(\frac{1}{2}I + \frac{1}{N_0} \cdot H^H \cdot H\right)^{-1}$$

行 Cholesky 分解  $R = F \cdot D$ 。

$F^H$  求得的主对角元为 1 的

$N_f + L$  阶下三角阵和对角

阵,且  $D = \text{diag}(d_0, d_1, \dots,$

$d_{N_f+L-1})$ 。通常选取  $N_b = L,$

$p_{opt} = N_f - 1$ ,此选择与大部分实

际系统的信道与噪声状况的最佳参数相符。将最佳 DFE 参数

代入式(5)、(6)整理可得:

$$z_k = \left(1 - \frac{1}{d_{N_f-1} \cdot \frac{2}{x}/N_0}\right) x_{k-L} + ERR_{pre} \\ + P_{opt}^H \cdot w_{x_{k-L+N_f-1:k}} \quad (7)$$

$$= \frac{2}{x} \sum_{j=1}^{N_f-1} |P_{opt}^H \cdot H_j|^2 + \frac{2}{x} \left(\frac{1}{d_{N_f-1} \cdot \frac{2}{x}/N_0}\right)^2 + \frac{2}{x} \sum_{j=1}^L \\ |q_j^* - P_{opt}^H \cdot H_{N_f+j}|^2 - P_{opt}^H \cdot w_{k+N_f-1:k-L} \quad (8)$$

由式(7)可见  $z_k$  是  $x_{k-L}$  的有偏估计,这可通过乘以修正

因子  $= \frac{d_{N_f-1} \cdot \frac{2}{x}/N_0}{d_{N_f-1} \cdot \frac{2}{x}/N_0 - 1}$  转变为无偏估计。式(8)中第一项是

由  $x_{k-L+N_f-1:k-L+1}$  造成的 ISI;第二项是由  $x_{k-L+1:k-L-1}$  产生的 ISI,当假设反馈值  $x_{k-L+1:k-L-1}$  正确时,此项为 0;第三项是由有偏估计产生,可以通过乘以修正因子去除,最后一项是由信道加性噪声产生的误差。因此,将信号估计修正为:

$$x_{k-L} = z_k + \frac{2}{x} \cdot \sum_{j=1}^{N_f-1} |P_{opt}^H \cdot H_j|^2 \\ = x_{k-L} - P_{opt}^H \cdot w_{k-L+N_f-1:k-L} \quad (9)$$

由  $w_k$  的高斯性,估计误差  $e_k = x_{k-L} - x_{k-L}$  可认为是服从均值为 0、方差为  $N \triangleq N_0 \cdot \sum_{i=1}^{N_f-1} |p_i|^2$  的高斯分布。故有:

$$p_r(x_{k-L} | \bar{y}, SO-DFE) = \frac{1}{\sqrt{2\pi N}} \exp\left\{-\frac{1}{2N}(x_{k-L} - x_{k-L})^2\right\} \quad (10)$$

$x_{k-L}$  的后验概率对数似然比为:

$$\ln(x_{k-L}) = \log \frac{Pr\{x_{k-L} = +1 | \bar{y}, DFE\}}{Pr\{x_{k-L} = -1 | \bar{y}, DFE\}} \\ = -\frac{1}{2N} [ (x_{k-L} - 1)^2 - (x_{k-L} + 1)^2 ] = \frac{2}{N} x_{k-L} \quad (11)$$

SO-DFE 的软输出为:

$$\tilde{x}_{k-L} = \tanh(\ln(x_{k-L})/2) = \tanh(x_{k-L}/N) \quad (12)$$

#### 4.2.3 SISO 信道解码

信道解码器逐比特计算 SO-DFE 输出的信息序列的最大后验概率对数似然比  $\ln_2(x_k)$ , 并输出软判决  $\hat{x}_k = \tanh(\ln_2(x_k)/2)$ 。

$$\ln_2(x_k) = \log \frac{Pr(x_k = +1 | \tilde{x}, DEC)}{Pr(x_k = -1 | \tilde{x}, DEC)} \quad (13)$$

文献[16]提出的 BCR 算法是最优的卷积码解码算法,但计算复杂度大而且存在计算不稳定的缺陷,本文采用文献[17]提出的 LOG MAP 算法。需要注意的是在最后一次迭代之前,解码器计算的是  $x_n$  的最大后验概率对数似然比,而在最后一次迭代中解码器计算的是  $x_k$  的最大后验概率对数似然比  $\ln_2(d_k)$ , 并作判决:  $\hat{x}_k = \lfloor \text{sign}(\ln_2(d_k)) + 1 \rfloor / 2$ 。

### 5 仿真及讨论

本节对本文提出的 Turbo 均衡算法以及文献[3]提出的 MMSE-DFE 算法进行数值仿真。信道编码采用码率为 1/2 的卷积码,码生成多项式为  $(37, 21)_8$ 。信道交织器长 1024,行写入反向列读出。Rayleigh 快衰落信道用一阶 AR 模型近似,其中  $A = \text{diag}(0.999, 0.999)$ ,在波特率为 20Kbps、载频为 2GHz 时多普勒频移比为 0.01,相应的多普勒频移为 640Hz。移动台速度为 345.6km/h。均衡器前馈滤波器长  $N_f = 6$ ,反馈滤波器长  $N_b = 1$ 。数据帧长为 1200bit,其中前部的训练序列长 176bit。对 200 帧数据进行数值仿真,仿真时发现,迭代次数超过 2 以后,

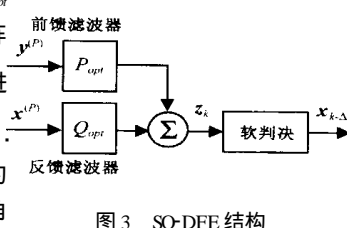


图 3 SO-DFE 结构

增益增加很小.图 4 是 MMSE DFE 算法与本文算法两次迭代的仿真结果,从图可以看出,随着  $E_b/N_0$  ( $> 1.7\text{dB}$ ) 的增加,本文算法相对于 MMSE DFE 的增益也增加.但在  $E_b/N_0 < 1.7\text{dB}$  时,本文算法的误信率反而高,原因在于式 (8)、(9) 中计算 SO-DFE 的判决误差能量时认为反馈值  $x_{k-1}$  是准确的,而实际上当  $E_b/N_0$  很小时反馈值并不可靠,从而误差能量的估计误差较大,导致解码器误信率过高.更为准确的误差能量估计算法有待于进一步研究.

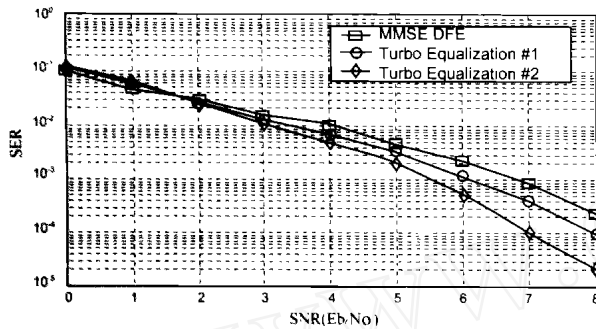


图 4 仿真结果

## 6 结论

针对频选快衰落信道,根据 Turbo 码迭代解码的思想,本文提出在卡尔曼滤波器信道跟踪、软输出判决反馈均衡与信道解码之间迭代交换软信息的 Turbo 均衡算法,它克服了传统判决反馈均衡器误判传播的缺陷,并充分利用已获得的信息,实现了信道估计、信道均衡与信道解码的迭代更新.仿真表明,本文提出的算法能有效跟踪快衰落信道的时变,经两次迭代就可获得较为满意的 ISI 消除效果.

## 参考文献:

- [ 1 ] R A. Iltis. Joint estimation of PN code delay and multipath using the extended Kalman Filter [J]. IEEE trans. Commu. ,1990 ,38(10) :1677 - 1685.
- [ 2 ] M K Tsatsanis , G B Gannakis , G Zhou. Estimation and equalization of fading channels with random coefficients [J]. Signal Processing ,1996 , 53(2 - 3) :211 - 229.
- [ 3 ] C Kominakis , C Fragouli , A H Sayed , D Wesel. Adaptive multi-input multi-output fading channel equalization using Kalman estimation [A]. Proc. of ICC '00 [C]. New Orleans ,USA ,2000 ,3 :1655 - 1659.
- [ 4 ] N Al-Dhahir , J M Cioffi. MMSE decision-feedback equalizers: finite-length results [J]. IEEE trans. IT ,1995 ,41(4) :961 - 975.
- [ 5 ] C Berrou , A Gavieux , P Thitimajshima. Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-codes (1) [A]. Proc. of ICC [C]. Geneva ,Switzerland ,1993 ,2 :1064 - 1070.
- [ 6 ] D Raphaeli , Y Zurai. Combined turbo equalization and turbo decoding [J]. IEEE communication letters ,1998 ,2(4) :107 - 109.
- [ 7 ] B L Yeap , T H Liew , J Hamorsky , L Hanzo. Comparative study of Turbo equalization schemes using convolutional , convolutional Turbo , and block-turbo codes [J]. IEEE trans. Wireless communications ,2002 ,1 (2) :266 - 273.
- [ 8 ] R Li , B Chen. Hybrid equalization for multipath fading channels with intersymbol interference [A]. Proc. of VTC '99 [C]. Houston ,USA , 1999 ,1 :309 - 313.
- [ 9 ] P Magnierz , B Muquet , P Duhamel , M de Courville. Improved Turbo-equalization , with application to bit interleaved modulations [A]. Proc. 34<sup>th</sup> Asilomar conf. Signals , Systems and Computers [C]. Pacific Grove ,USA ,2000 ,2 :1786 - 1790.
- [ 10 ] A Roumy , I Fijalkow , D Pirez. Joint equalization and decoding: why choose the iterative solution [A]. Proc. VTC '99 [C]. Boston ,USA , 1999 ,5 :2989 - 2993.
- [ 11 ] A Singer , J Nelson. Linear iterative turbo-equalization (LITE) for dual channels [A]. Proc. 33<sup>th</sup> Asilomar conf. on Signals , Systems and Computers [C]. Pacific Grove ,USA ,1999 ,2 :1670 - 1674.
- [ 12 ] C Polprasert , R M A P Rajatheva. Performance of Turbo codes with multilevel modulation and Turbo equalization over frequency selective fading channel [A]. Proc. of ICC '01 [C]. Helsinki , Finland ,2001 , 10 :3051 - 3055.
- [ 13 ] X D Wang , Z G Yang. Turbo equalization for GMSK signaling over multipath channels [A]. Proc. of ICASSP '01 [C]. Salt Lake City ,USA , 2001 ,4 :2641 - 2644.
- [ 14 ] M Pukkila , J C Olivier. Turbo equalization with low complexity decoder [A]. Proc. of VTC '01 [C]. Atlantic ,USA ,2001 ,10 :1048 - 1052.
- [ 15 ] C Laot , A Gavieux , J Labat. Turbo equalization: adaptive equalization and channel decoding jointly optimized [J]. IEEE J. of Select. Areas. Commun. ,2001 ,19(9) :1744 - 1752.
- [ 16 ] L R Bahl , J Cocke , F Jelinek , J Raviv. Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate [J]. IEEE trans. inform. theory ,1974 , IT20 :284 - 287.
- [ 17 ] Benedetto , D Divsalar , G Montorsi , F Pollara. Soft-Output decoding algorithms for continuous decoding of parallel concatenated convolutional codes [A]. Proc. of ICC '96 [C]. Dallas ,USA ,1996 ,1 :12 - 117.

## 作者简介:



彭岳星 男,1973年7月出生于湖南衡山,博士研究生,研究方向为CDMA系统中的信道编码、估计、均衡以及多用户检测技术.



王维新 男,1975年4月出生于黑龙江大庆,博士研究生,研究方向为CDMA系统中的智能天线技术,空时信号处理.

刘陈 男,1963年5月出生于江苏南京,博士研究生,南京邮电学院教授,研究方向为多载波CDMA系统中空时信号处理.

吴镇扬 男,1949年1月出生于江苏兴化,教授,博士生导师,研究领域为通信系统中的信号处理,智能信号处理,实时信号处理,音频、视频信号处理等.