

迭代结构的信源信道联合解码及其简化算法

周琳 吴镇扬

(东南大学信息科学与工程学院 南京 210096)

摘要: 信源信道联合解码算法中的迭代信道解码需要进行比特似然值和概率值转换, 以及联乘、累加运算, 增加了信道解码的计算复杂度, 该文针对这一问题, 直接利用信道解码的比特硬判决值和参数的先验概率, 估计比特的外信息, 用于迭代信道解码。基于高斯-马尔可夫信源参数的仿真实验表明, 该简化算法大大降低了迭代信道解码算法的计算复杂度。与独立解码算法相比, 简化的联合解码算法明显改善了接收参数的信噪比, 同时不会明显降低原迭代结构解码算法的性能。

关键词: 信源信道联合解码; 迭代信道解码; 简化算法

中图分类号: TN911.22

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2009)10-2427-05

Simplified Iterative Joint Source-Channel Decoding Algorithm

Zhou Lin Wu Zhen-yang

(School of Information Science and Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: The iterative channel decoder of joint source-channel decode has the transform of log-likelihood and probability, also the multiplication and accumulation operation, which improves the computation complexity of channel decoder. In order to reduce the complexity, this paper proposes the simplified iterative channel decoding algorithm. The algorithm directly utilizes the hard decided value of channel decoder and parameter prior probability to estimate the extrinsic information for iterative channel decoder. Based on Gaussian-Markov source, simulation results show that the simplified iterative channel decoder significantly improves SNR of received parameters and reduces the computation compared with separation source channel decoder. Also, the simplified algorithm does not degrade the performance of joint source channel decoding algorithm obviously.

Key words: Joint source-channel decoding; Iterative channel decoder; Simplified algorithm

1 引言

根据香农的分离原理^[1], 只有在码字无限长、点对点通信环境下, 独立系统才能获得最佳系统性能, 这就促使了信源信道联合编解码算法的研究, 该方法将信源编码、信道编码或信源解码、信道解码作为整体进行设计, 从而提高系统性能。目前联合解码算法主要分为信源控制信道解码 SCCD^[2](Source Controlled Channel Decoding)、软输入信源解码 SBSDD^[3](Soft-Bit Source Decoding), 以及综合考虑 SCCD 和 SBSDD 的迭代信源信道联合解码^[4,5]。

文献[6,7]针对 GSM 语音编码参数的冗余信息, 提出一种新的基于迭代结构和参数估计的信源信道联合解码算法。由于迭代的信道解码需要进行比特似然值和概率值的转换, 涉及到对数、指数以及联乘、累加运算, 大大增加了解码端的运算量和复杂度。本文针对以上问题, 提出了简化的迭代信道解码算法, 直接利用信道解码的硬判决值和参数先验

概率估计外信息, 避免了对数、指数的转换运算以及累加运算。仿真结果表明, 该简化算法大大降低了联合解码算法的计算复杂度, 同时不影响联合解码算法的系统性能。

本文第 2, 3 节分别介绍迭代结构的信源信道联合解码算法以及简化算法结构, 第 4 节针对高斯-马尔可夫信源, 给出联合解码算法及其简化算法的仿真结果, 并对结果进行分析。

2 基于迭代结构的信源信道联合解码算法框架

整个传输系统结构如图 1 所示。

k 时刻的信源信号 S_k 经过参数提取得到 J 个信源参数 $x_k = (x_k^1, \dots, x_k^j, \dots, x_k^J)$, 对应的量化索引值为

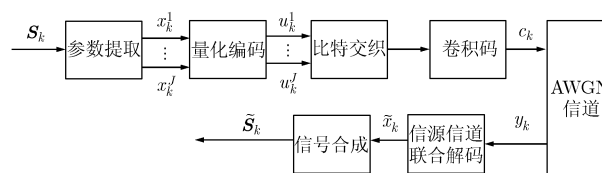


图 1 传输系统结构框图

$u_k = (u_k^1, \dots, u_k^j, \dots, u_k^{N_j})$, u_k^j 的每个比特标记为 $u_k^j(m)$, 其中 $m=1, \dots, N_j$, N_j 为参数的量化比特数。经过高斯加性白噪声信道 AWGN(Addition White Gaussian Noise)后, k 时刻的一帧信道接收数据为 y_k , 接收端的重建参数为 $\tilde{x}_k = (\tilde{x}_k^1, \dots, \tilde{x}_k^j, \dots, \tilde{x}_k^{N_j})$, 解码信号为 $\tilde{\mathcal{S}}_k$ 。

图 1 中的信源信道联合解码算法由迭代的信道解码和基于参数估计的信源解码两部分组成, 算法结构如图 2 所示。

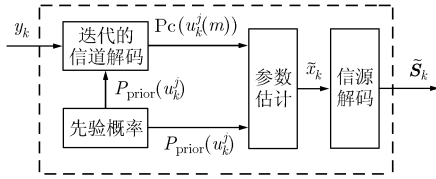


图 2 信源信道联合解码算法框架

根据图 2, 基于 k 时刻的 y_k 和索引值先验概率 $P_{\text{prior}}(u_k^j)$, 迭代的信道解码计算索引值比特概率 $\text{Pc}(u_k^j(m))$, 参数估计模块根据 $\text{Pc}(u_k^j(m))$ 和 $P_{\text{prior}}(u_k^j)$, 估计索引值的后验概率 $P_{\text{post}}(u_k^j)$, 再基于最小均方误差 MMSE(Minimal Mean Square Error) 或最大后验概率 MAP(Maximal A Posterior) 准则估计最佳信源参数 \tilde{x}_k , 最终合成信源信号 $\tilde{\mathcal{S}}_k$ 。

图 2 中迭代的信道解码模块内部结构见图 3^[6] 所示。

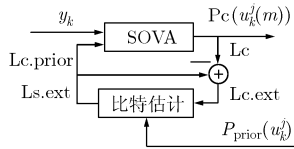


图 3 基于迭代结构的信道解码框图

图 3 中 SOVA 为软输出维特比算法(Soft Output Viterbi Algorithm)。Lc 为概率值 $\text{Pc}(u_k^j(m))$ 的对数形式, Lc.ext 是 SOVA 算法的外信息, Ls.ext 是比特估计模块的外信息, 由索引值的冗余信息提供。

迭代信道解码过程如下: SOVA 将 Ls.ext 作为先验信息 Lc.prior, 结合信道输出 y_k , 计算 $u_k^j(m)$ 的似然值 Lc:

$$\begin{aligned} \text{Lc}(u_k^j(m)) &= \ln \frac{\text{Pc}(u_k^j(m) = 0)}{\text{Pc}(u_k^j(m) = 1)} \\ &= \text{Lc.prior}(u_k^j(m)) + \text{Lc.ext}(u_k^j(m)) \quad (1) \end{aligned}$$

Lc 由两部分组成: 先验似然值 Lc_prior; 信道接收数据 y_k 结合其它比特先验概率提供的似然值, 该似然值即为 SOVA 算法的外信息 Lc.ext。

比特估计模块根据 Lc.ext 和 $P_{\text{prior}}(u_k^j)$, 估计外

信息 Ls.ext, 计算过程如下。

首先利用 Lc.ext 对应的硬判决值 $\tilde{u}_k^j(n)$ 和 $P_{\text{prior}}(u_k^j)$ 计算概率 $\text{Ps}(u_k^j(m) | \tilde{u}_k^j)$:

$$\begin{aligned} \text{Ps}(u_k^j(m) | \tilde{u}_k^j) &= \sum_{u_k^j(\setminus m)} \text{Ps}(u_k^j(m), u_k^j(\setminus m) | \tilde{u}_k^j) \\ &= \frac{1}{C} \cdot \sum_{u_k^j(\setminus m)} P(\tilde{u}_k^j | u_k^j) \cdot P_{\text{prior}}(u_k^j) \quad (2) \end{aligned}$$

其中 $\tilde{u}_k^j(\setminus m)$ 表示索引值 u_k^j 中除第 m 比特外的其它比特 $u_k^j(\setminus m) = u_k^j(1, 2, \dots, m-1, m+1, \dots, N_j)$ 。

由于信源编码、信道编码之间的比特交织使得同一索引值的比特相隔超过卷积码约束长度, 则式(2)中的索引值概率 $P(\tilde{u}_k^j | u_k^j)$ 为比特级概率 $P(\tilde{u}_k^j(n) | u_k^j(n))$ 的乘积。

$$P(\tilde{u}_k^j | u_k^j) = \prod_{n=1, \dots, N_j} P(\tilde{u}_k^j(n) | u_k^j(n)) \quad (3)$$

概率值 $P(\tilde{u}_k^j(n) | u_k^j(n))$ 由 SOVA 的外信息 Lc.ext 转换而来:

$$P(\tilde{u}_k^j(n) | u_k^j(n)) = \begin{cases} 1 - \frac{1}{1 + \exp |\text{Lc.ext}(u_k^j(n))|}, & u_k^j(n) = \tilde{u}_k^j(n) \\ \frac{1}{1 + \exp |\text{Lc.ext}(u_k^j(n))|}, & u_k^j(n) \neq \tilde{u}_k^j(n) \end{cases} \quad (4)$$

将式(2)的概率值 $\text{Ps}(u_k^j(m))$ 转换到对数域, 得到 $u_k^j(m)$ 的似然值 Ls。

$$\begin{aligned} \text{Ls}(u_k^j(m)) &= \ln \frac{\text{Ps}(u_k^j(m) = 0 | \tilde{u}_k^j)}{\text{Ps}(u_k^j(m) = 1 | \tilde{u}_k^j)} \\ &= \ln \left\{ \left[\frac{P(\tilde{u}_k^j(m) | u_k^j(m) = 0)}{P(\tilde{u}_k^j(m) | u_k^j(m) = 1)} \right] \cdot \sum_{u_k^j(\setminus m), u_k^j(m)=0} P_{\text{prior}}(u_k^j) \cdot \prod_{n=1, n \neq m}^{N_j} P(\tilde{u}_k^j(n) | u_k^j(n)) \right\} \\ &\quad \left/ \left[\frac{P(\tilde{u}_k^j(m) | u_k^j(m) = 1)}{P(\tilde{u}_k^j(m) | u_k^j(m) = 0)} \right] \cdot \sum_{u_k^j(\setminus m), u_k^j(m)=1} P_{\text{prior}}(u_k^j) \cdot \prod_{n=1, n \neq m}^{N_j} P(\tilde{u}_k^j(n) | u_k^j(n)) \right\} \\ &= \text{Lc.ext}(u_k^j(m)) + \text{Ls.ext}(u_k^j(m)) \quad (5) \end{aligned}$$

根据式(5), 比特估计模块的外信息 Ls.ext 为 $\text{Ls.ext}(u_k^j(m))$

$$= \ln \frac{\sum_{u_k^j(\setminus m), u_k^j(m)=0} P_{\text{prior}}(u_k^j) \cdot \prod_{n=1, n \neq m}^{N_j} P(\tilde{u}_k^j(n) | u_k^j(n))}{\sum_{u_k^j(\setminus m), u_k^j(m)=1} P_{\text{prior}}(u_k^j) \cdot \prod_{n=1, n \neq m}^{N_j} P(\tilde{u}_k^j(n) | u_k^j(n))} \quad (6)$$

比特估计模块计算的外信息 $L_{s.ext}$ 作为 SOVA 的先验似然值 $L_{c.prior}$ 进行迭代运算。迭代结束后, SOVA 提供的似然值 L_c 作为迭代信道解码的最终输出结果。

3 迭代信道解码的简化算法

信源信道联合解码算法的计算量主要集中在迭代信道解码, 即图 3 所示的 SOVA 解码和比特估计模块。SOVA 算法在对数域中计算路径度量值, 只需进行似然值的乘法和加法运算。而比特估计模块根据式(6)计算 $L_{s.ext}$ 时, 要先根据式(4)将 $L_{c.ext}$ 转换为概率值 $P(\tilde{u}_k^j(n) | u_k^j(n))$, 利用式(3)进行联乘得到 $P(\tilde{u}_k^j | u_k^j)$, 再由式(6)与 $P_{prior}(u_k^j)$ 乘积后, 进行累加运算, 最后进行对数运算转换为似然值 $L_{s.ext}$, 这样计算 $L_{s.ext}$ 要进行 $N_j \cdot 2^{N_j-1}$ 次乘法运算和 2^{N_j} 次加法运算, 而且需要指数和对数运算, 增加了系统实现的计算复杂度, 因此在文献[6, 7]工作基础上, 本文提出了迭代信道解码的简化算法。

根据式(1), 外信息 $L_{c.ext}$ 不包括先验似然值 $L_{c.prior}$, 因此 $L_{c.ext}$ 取决于信道接收数据 y_k 和 SOVA 算法性质, 这样 $P(\tilde{u}_k^j(n) | u_k^j(n))$ 与维特比算法的误码率相关。根据文献[8,9]的估计公式, 本文给出常用卷积码的误码率上限, 结果如表 1 所示(信噪比 E_b/N_0 范围为[0,6] dB)。

由表 1 可知, 当 $E_b/N_0 > 2$ dB 时, 卷积码误码率 $P_b < 0.007$, 比特误码率较低, 根据式(4)计算 $P(\tilde{u}_k^j(n) | u_k^j(n))$ 时, 若假定发送比特 $u_k^j(n)$ 与硬判决值 $\tilde{u}_k^j(n)$ 相同, 则近似认为 $P(\tilde{u}_k^j(n) | u_k^j(n))$ 的均值为 $(1-P_b)$, 反之, 则 $P(\tilde{u}_k^j(n) | u_k^j(n))$ 的均值为 P_b , 若假定的发送索引值比特 $u_k^j(\setminus m)$ 和硬判决值 $\tilde{u}_k^j(\setminus m)$ 都相同, 则式(6)中的概率值 $\prod_{n=1, n \neq m}^{N_j} P(\tilde{u}_k^j(n) | u_k^j(n))$ 近似等于 $(1-P_b)^{N_j-1}$, 远远大于其它假设的索引值概率, 这样与硬判决值相同的先验概率 $P_{prior}(u_k^j)$ 在式(6)的累加计算中占主导地位, 并且 E_b/N_0 越大, 这种现象越明显。当 $0 \leq E_b/N_0 \leq 2$ dB 时, 表 1 的误码率上限值较大, 但仿真结果表明实际的误码率要远远小于误码率的上限值, 同样可认为硬判决值

对应的 $P_{prior}(u_k^j)$ 占主导地位, 因此式(6)中外信息 $L_{s.ext}$ 的计算可近似为

$$L_{s.ext}(u_k^j(m)) \approx \ln \frac{P_{prior}(u_k^j(m) = 0, \tilde{u}_k^j(\setminus m))}{P_{prior}(u_k^j(m) = 1, \tilde{u}_k^j(\setminus m))} \quad (7)$$

其中 $\tilde{u}_k^j(\setminus m)$ 为比特估计模块根据 SOVA 外信息 $L_{c.ext}$ 估计的硬判决值。

式(7)直接利用先验概率 $P_{prior}(u_k^j)$ 和硬判决值 $\tilde{u}_k^j(\setminus m)$, 计算外信息 $L_{s.ext}$, 只需进行对数运算以及减法运算, 实际系统中自然对数运算可以通过结合查表和线性插值的方法进行近似处理, 避免了式(4)中似然值与概率值的相互转换, 以及式(6)中的联乘和累加运算。

4 仿真实验和结果分析

4.1 系统平台

本文对高斯-马尔可夫信源进行仿真, 信源信号 1 帧包含 40 个参数, 信源参数的 1 阶自相关系数为 ρ (仿真中 ρ 分别设置为 0.9, 0.5, 0.3), 且帧内参数互相独立。信源参数在量化编码模块利用 Lloyd-Max 算法进行 4 bit 标量量化, 索引值经过 40×4 矩阵交织器后进行信道编码。信道编码采用码率为 1/2, 约束长度为 5 的非系统卷积码, 生成多项式为 (23, 35)。信道码字经过 BPSK 调制, 在 AWGN 信道上传输, 信道信噪比 E_b/N_0 范围为 [0,5] dB。本文将接收信号信噪比作为系统的性能指标。

4.2 仿真结果及分析

本文定义以下解码算法, 并比较不同算法性能。

SSCD 为信源信道独立解码算法。Iter-CD 为信道解码采用图 2 所示的迭代结构, 但不进行参数估计。JSCD 为系统结构如图 2 所示, 由迭代的信道解码和 MMSE 参数估计模块两部分组成。JSCD-MAP 为算法结构同 JSCD 相同, 参数估计模块基于 MAP 准则进行参数估计。

首先分析简化算法性能, Iter-CD, JSCD 利用式(6)计算外信息, 而简化 Iter-CD, 简化 JSCD 利用式(7)计算外信息, 结果见表 2 所示。

表 1 卷积码误码率上限值 P_b

生成多项式	E_b/N_0						
	0	1	2	3	4	5	6
(5,7)	0.888	0.221	0.043	0.0066	0.00085	0.000089	0.0000070
(15,17)	0.939	0.200	0.032	0.0040	0.00039	0.000030	0.0000016
(23,35)	0.891	0.165	0.022	0.0022	0.00017	0.000010	0.0000003
(53,75)	0.801	0.129	0.014	0.0012	0.00007	0.000002	0.00000006

表2 迭代信道解码及其简化算法的接收参数信噪比(dB)比较

算法	E_b/N_0						
	0	1	2	3	4	5	
$\rho = 0.9$	Iter-CD	9.78	15.98	22.16	29.58	38.26	46.51
	简化 Iter-CD	9.16	15.53	22.03	29.54	38.26	46.51
	JSCD	12.66	17.66	23.60	30.44	39.29	46.90
	简化 JSCD	10.80	17.44	23.52	30.44	39.29	46.90
$\rho = 0.5$	Iter-CD	4.13	8.87	14.87	23.54	33.52	40.01
	简化 Iter-CD	4.05	8.85	14.82	23.54	33.52	40.01
	JSCD	5.77	10.29	16.19	24.52	33.80	40.37
	简化 JSCD	5.73	10.25	16.17	24.52	33.80	40.37
$\rho = 0.3$	Iter-CD	3.30	7.69	13.78	21.64	32.01	40.83
	简化 Iter-CD	3.30	7.69	13.76	21.63	32.01	40.83
	JSCD	4.89	9.10	15.11	22.32	32.29	40.94
	简化 JSCD	4.85	9.08	15.11	22.32	32.29	40.94

由表2可知,简化算法性能要低于原迭代算法性能,在低 E_b/N_0 条件下,简化算法与原算法之间的接收参数信噪比相差较大,这是由于简化算法为降低复杂度,只利用了硬判决值估计外信息,降低了硬判决值的可信度。随着信道条件的改善,两算法之间的信噪比差异逐步减小,当 E_b/N_0 为4 dB时,原算法和简化算法之间的接收参数信噪比趋于一致,这是由于随着 E_b/N_0 的增加,硬判决值的可信度逐步提高,从而使得在外信息计算中硬判决值逐步占主导地位。由此可见,简化Iter-CD,简化JSCD没有明显降低接收参数信噪比,同时大大降低了系统复杂度。

SSCD和简化Iter-CD,简化JSCD性能比较结果见图4所示(针对不同的自相关系数 ρ)。

根据图4,简化解码算法的性能要优于SSCD,并且相关系数 ρ 越大,简化解码算法性能提高越明显。由于简化JSCD在信道解码和信源解码中同时考虑了信源参数的冗余信息,因此简化JSCD的性能要优于简化Iter-CD。同时所示 E_b/N_0 范围内,简化解码算法性能改善幅度随 E_b/N_0 的增加而逐步

降低,这是由于随着 E_b/N_0 的提高,信道接收数据的可靠性增加,SOVA计算的似然值将主要依赖于信道接收数据,索引值先验概率的影响会逐步降低。

图2中的参数估计模块根据可MMSE准则或MAP准则估计最佳参数,这里比较简化JSCD,简化JSCD-MAP算法性能,结果如图5所示。

根据图5,由于简化JSCD算法基于MMSE准则进行参数估计,因此接收参数信噪比要大于简化JSCD-MAP算法。

5 结束语

信源信道联合解码算法由迭代的信道解码和基于参数估计的信源解码两部分组成,注意到迭代信道解码需要进行似然值、概率值的相互转换,以及联乘、累加运算,因此本文为减少迭代信道解码算法的运算量,提出了比特估计模块中外信息的简化计算方法,从而有效降低了算法的复杂度。仿真实验证明,在高斯-马尔可夫信源参数条件下,联合解码算法及其简化算法均显著提高了接收参数的信噪比,提高了接收系统性能。

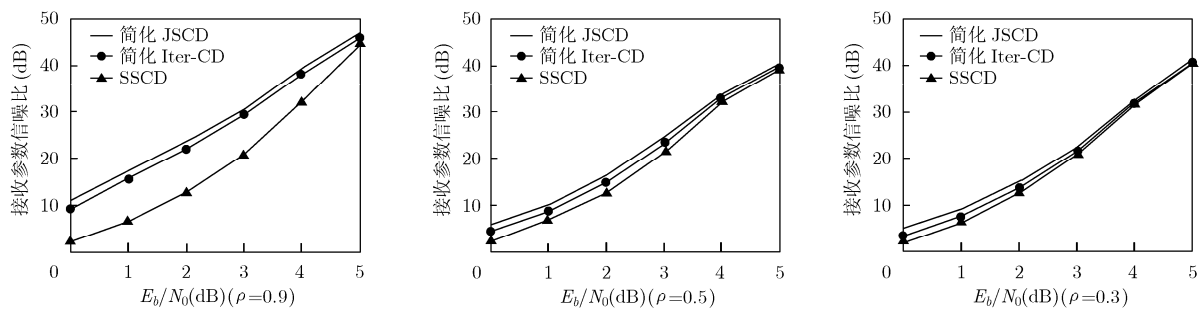


图4 简化解码算法和独立解码算法性能比较

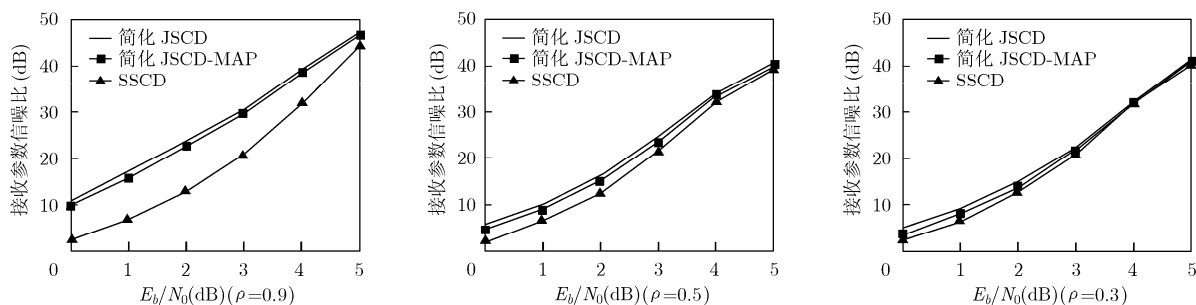


图 5 基于 MMSE, MAP 估计的简化算法和独立解码算法性能比较

参 考 文 献

- [1] Shannon C E. A mathematical theory of communication [J]. *Bell System Technical Journal*, 1948, 27: 379-423, 623-656.
 - [2] Fingscheidt T, Hindelang T, and Cox R V, et al. Joint source-channel (de-) coding for mobile communications [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2002, 50(2): 200-211.
 - [3] Fingscheidt T and Vary P. Soft bit speech decoding: A new approach to error concealment[J]. *IEEE Transactions on Speech and Audio Processing*, 2001, 9(3): 240-251.
 - [4] Subramaniam A D, Gardner W R, and Rao B D. Iterative joint source-channel decoding of speech spectrum parameters over an additive white Gaussian noise channel [J]. *IEEE Transactions on Audio Speech and Language Processing*, 2006, 14(1): 152-162.
 - [5] Liu Xiao-bei and Koh Soo Ngee. Iterative joint source-channel decoding with combined prior information of source and channel [J]. *IEEE Communication Letters*, 2005, 9(4): 355-357.
 - [6] 周琳, 吴镇扬. 基于迭代结构的联合信源信道 GSM 语音解码 [J]. *电子与信息学报*, 2005, 27(6): 884-887.
 - [7] 周琳, 吴镇扬. 基于参数冗余量分配方案和可变参数估计准则的 GSM EFR 信源信道联合解码算法[J]. *电子与信息学报*, 2008, 30(11): 2617-2621.
 - [8] Burr A. *Modulation and Coding for Wireless Communications* [M]. United Kingdom: Pearson Education Limited, 2001: 191-197.
 - [9] Forney G D. Convolutional codes I: algebraic structure [J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1970, 16(6): 720-738.
- Zhou Lin and Wu Zhen-yang. Iterative source-channel decoding for GSM [J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2005, 27(6): 884-887.
- Zhou Lin and Wu Zhen-yang. Joint source-channel decoding algorithm based on redundancy allocation and variable estimation criterion for GSM EFR [J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2008, 30(11): 2617-2621.

周琳: 女, 1978年生, 副教授, 研究方向为基于语音的编解码算法、语音、声信号处理。

吴镇扬: 男, 1949年生, 教授, 研究方向为图像、视频、语音信号处理、通信信号处理。