

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

周琳 吴镇扬

(东南大学信息科学与工程学院 南京 210096)

摘要: 该文利用 GSM EFR(Enhanced Full Rate)语音编码参数的冗余信息,提出了一种新的基于迭代结构和参数估计的联合解码算法框架;针对 GSM EFR 编码参数由非等概分布和帧间相关性提供的冗余量,本文提出了联合解码算法中两类冗余信息在信道解码,信源解码的分配方案。同时针对不同语音编码参数的特性,引入不同的估计准则。仿真结果表明,该文算法显著提高了 GSM EFR 参数接收性能,提高了解码语音信噪比,改善了接收系统性能。

关键词: 信源信道联合解码; 冗余信息; 迭代; 分配方案

中图分类号: TN911.2

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2008)11-2617-05

Joint Source-Channel Decoding Algorithm Based on Redundancy Allocation and Variable Estimation Criterion for GSM EFR

Zhou Lin Wu Zhen-yang

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

Abstract: Based on GSM EFR (Enhanced Full Rate) parameter redundancy, this paper proposes a new structure of joint source-channel decoding based on iterative channel decoder and parameter estimation. Based on the analysis of GSM EFR parameter redundancy, the paper presents the reasonable redundancy allocation strategy to arrange the two kinds of redundancy between the source decoder and channel decoder. Also, according to the characteristic of different speech coefficient, different estimation criteria are presented. Simulation results show that the algorithm of this paper improves the receiver performance significantly.

Key words: Joint source-channel decoding; Redundancy; Iterative; Allocation strategy

1 引言

香农^[1]指出在有噪信道中,信源数据的任何冗余信息都可用于数据的抗噪。因此信源信道联合编码,联合解码正逐步成为研究的热点,其中联合解码主要分为3类。第1类^[2,3]算法根据信源参数在比特级上的相关性,利用比特的先验概率修正信道解码的路径度量值计算公式,由于利用信源统计特性改善信道解码性能,这些算法称为信源控制信道解码。第2类算法^[4,5]则利用信道解码提供的似然信息结合编码参数的统计特性,进行软输入信源解码。最后一类方法就是将以上两种算法进行综合,进行迭代结构的信源信道联合解码设计^[6,7]。

本文针对 GSM EFR 语音编码,提出了一种新的基于迭代结构和参数估计的联合信源信道解码框架。本文详细分析了 GSM EFR 编码中各编码参数分别由非等概分布和帧间相关性提供的冗余量,提出了参数先验信息在信道解码,信源解码中的分配方案;同时针对不同语音编码参数特性,提出

可变估计准则,仿真结果表明该联合解码算法有效利用了参数冗余信息,提高语音传输质量。

2 GSM EFR 编码参数的冗余信息

本文首先分析 GSM EFR 语音编码参数的冗余量。文献[8,9]指出 LSP 系数,固定码书增益,基音周期,自适应码书增益对合成语音音质较为重要,因此本节主要分析以上参数的统计特性。

$u_k^j = \{u_k^j(1), \dots, u_k^j(m), \dots, u_k^j(N_j)\}$ 表示参数的量化索引值,其中 k 为时间帧标号, j 为编码参数标号,分别表示 LSP 系数,基音周期,固定码书增益和自适应码书增益。由于高位量化比特对量化值的贡献要大于低位比特,因此我们分析索引值的高 N_j 比特,对应以上参数, $N_j = 5/5/5/4$ 。

信源参数总的冗余量 ρ_T 分为两个部分: $\rho_T = \rho_D + \rho_M$, 其中 ρ_D 是由参数的非等概分布引入的冗余量,而 ρ_M 是由参数的帧间相关性引入的冗余量。为了估计编码参数的冗余量,本文采用 TIMIT 的训练语音数据库,语音文件总长 57min,约 171247 帧。各编码参数的熵率及冗余量表 1 所示。

表 1 中的基音周期 1 表示第 1, 3 子帧的基音周期,而

表1 GSM EFR 各编码参数的熵率和冗余量

	码率	熵率	ρ_T	ρ_D	ρ_M
LSP1	5	3.9696	1.0304	0.7038	0.3266
LSP2	5	3.9139	1.0861	0.7195	0.3666
LSP3	5	4.4224	0.5776	0.3469	0.2307
LSP4	5	4.3004	0.6996	0.3644	0.3352
LSP5	5	4.3457	0.6543	0.3902	0.2641
自适应 码书增益	4	3.7086	0.2914	0.0980	0.1934
固定码书 增益	5	3.9384	1.0616	0.8769	0.1847
基音周期 1	5	3.8089	1.1911	0.0776	1.1135
基音周期 2	5	4.4225	0.5775	0.5036	0.0739
共计	44	36.8304	7.1696	4.0809	3.0887

基音周期 2 表示第 2, 4 子帧的基音周期。由表 1 可知, LSP 系数和固定码书增益的 ρ_D , ρ_M 在数量级上是可比的, 这两类冗余信息可以同时使用。相对于 ρ_D , 基音周期 2 的 ρ_M 可以忽略不计。同时自适应码书增益, 基音周期 1 的 ρ_D 也可以忽略不计。

3 基于冗余信息的信源信道联合解码算法

整个传输系统结构框架如图 1 所示。

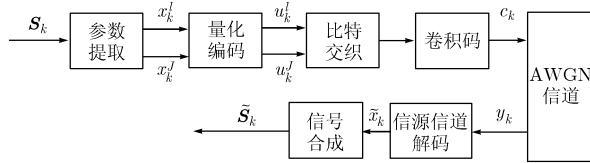


图1 传输系统结构框架

k 时刻的一帧语音信号 S_k 经过参数提取, 得到 LSP 系数, 码书增益, 基音周期等编码参数序列为 $x_k = (x_k^1, \dots, x_k^j, \dots, x_k^J)$, 对应的量化索引值为 $u_k = (u_k^1, \dots, u_k^j, \dots, u_k^J)$, 索引值 u_k^j 每个比特标记为 $u_k^j(m)$, 其中 $m=1, \dots, N_j$, 而索引值 u_k^j 中除第 m 比特外的其它比特表示为 $u_k^j(\setminus m) = u_k^j(1, 2, \dots, m-1, m+1, \dots, N_j)$ 。经过高斯加性白噪声信道后, k 时刻的一帧信道接收数据为 y_k , 接收端的重建参数为 $\tilde{x}_k = (\tilde{x}_k^1, \dots, \tilde{x}_k^J)$, 解码语音信号为 \tilde{S}_k 。

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, 两解码模块均利用了语音编码参数的冗余信息, 整体的联合解码算法结构如图 2 所示。

基于 y_k 和索引值先验概率 $P_{\text{prior}}(u_k^j)$, 迭代的信道解码计

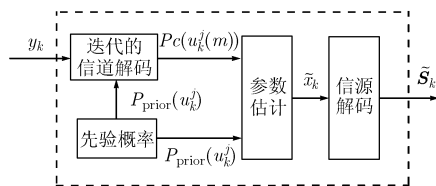


图2 信源信道联合解码算法框架

算索引值比特概率 $Pc(u_k^j(m))$ [10]:

$$Pc(u_k^j(m)) = \frac{1}{P(y_k)} P_{c_prior}(u_k^j(m)) P_{\text{ext}}(u_k^j(m)) \quad (1)$$

其中 $P_{c_prior}(u_k^j(m))$ 是信道解码根据索引值先验概率计算的比特级概率值:

$$P_{c_prior}(u_k^j(m)) = \frac{1}{C} \sum_{u_k^j(\setminus m)} P_{\text{ext}}(u_k^j(\setminus m)) P_{\text{prior}}(u_k^j) \quad (2)$$

式(1), 式(2)中的 $P_{\text{ext}}(u_k^j(m))$, $P_{\text{ext}}(u_k^j(\setminus m))$ 表示信道解码计算的比特外信息概率, $P_{\text{prior}}(u_k^j)$ 为信道解码使用的索引值先验概率。

参数估计模块计算的后验概率 $P_{\text{post}}(u_k^j)$ 为

$$P_{\text{post}}(u_k^j) = \frac{1}{C} Pc(u_k^j) P_{\text{prior}}(u_k^j) \quad (3)$$

其中 C 为归一化因子, $P_{\text{prior}}(u_k^j)$ 为参数估计使用的索引值先验概率。 $Pc(u_k^j)$ 为信道解码提供的索引值概率值, 考虑到信源编码和信道编码之间有交织器, $Pc(u_k^j)$ 为比特级概率 $Pc(u_k^j(m))$ 的乘积:

$$Pc(u_k^j) = \prod_{m=1}^{N_j} Pc(u_k^j(m)) \quad (4)$$

则 k 时刻索引值后验概率为

$$P_{\text{post}}(u_k^j) = \frac{1}{C} \prod_{m=1}^{N_j} Pc(u_k^j(m)) P_{\text{prior}}(u_k^j) \quad (5)$$

得到索引值后验概率后, 基于最小均方误差 MMSE (Minimal Mean Square Error) 或最大后验概率准则 MAP (Maximal A Posterior) 估计最佳信源参数 \tilde{x}_k , 进行语音解码, 得到解码语音信号 \tilde{S}_k 。

根据式(2), 式(5)可知, 信道解码和参数估计都利用了信源参数的先验概率 $P_{\text{prior}}(u_k^j)$, 而索引值的冗余量可以由索引值的非等概率分布, 帧间相关性提供, 因此先验概率可以为索引值的非等概率分布, 定义为 $P(u^j)$:

$$P_{\text{prior}}(u_k^j) = P(u^j) \quad (6)$$

也可以是基于索引值一阶转移概率 $P(u_k^j | u_{k-1}^j)$ 和 $k-1$ 时刻后验概率 $P_{\text{post}}(u_{k-1}^j)$ 的先验概率:

$$P_{\text{prior}}(u_k^j) = \sum_{u_{k-1}^j} P(u_k^j | u_{k-1}^j) P_{\text{post}}(u_{k-1}^j) \quad (7)$$

第 4 节将详细讨论这两种先验概率在迭代信道解码, 参数估计模块的分配方案。

4 参数先验概率分配

首先定义 $P(u^j)$ 为 P_0 , 反映了参数的非等概率分布特性, 一阶转移概率 $P(u_k^j | u_{k-1}^j)$ 为 P_1 , 反映了参数的帧间相关性。第 2 节指出对于自适应码书增益, 基音周期 1, 只有先验概率 P_1 可用, 基音周期 2 只有 P_0 可用, 而对于 LSP 系数和固定码书增益, 两类概率值 P_0 , P_1 都可以使用。

若 P_0 , P_1 都可用, 则在信道解码和信源解码中分别使用一类参数先验概率, 这样可以避免冗余信息重复使用的问题。根据文献[11,12]对信道解码使用参数冗余信息的分析, 本文对于先验概率 P_0 , P_1 都可用的情况, 根据这两类概率

提供的冗余量大小来决定先验概率在信道解码, 参数估计中的分配, 冗余量较大的先验概率在信道解码中使用, 冗余量较小的先验概率在参数估计中使用。

这样联合解码算法计算的参数后验概率为

$$P_{\text{post}}(u_k^j) = \frac{1}{C} Pc(u_k^j) P_{\text{prior}}(u_k^j) \quad (8)$$

对于先验概率只有 P_0 或 P_1 可用的参数, 本文考虑在信道解码和信源解码中同时使用先验概率, 为了避免冗余信息的重复使用, 后验概率计算要进行适当的修正。

展开式(2)的比特级概率 $P_{c_prior}(u_k^j(m))$ [12]:

$$\begin{aligned} P_{c_prior}(u_k^j(m)) &= \frac{1}{C} \sum_{u_k^j(\setminus m)} P_{\text{ext}}(u_k^j(\setminus m)) P_{\text{prior}}(u_k^j(\setminus m) | u_k^j(m)) \\ &\quad \cdot P_{\text{prior}}(u_k^j(m)) \\ &= \frac{1}{C} P_{\text{prior}}(u_k^j(m)) \\ &\quad \cdot \sum_{u_k^j(\setminus m)} P_{\text{ext}}(u_k^j(\setminus m)) P_{\text{prior}}(u_k^j(\setminus m) | u_k^j(m)) \quad (9) \end{aligned}$$

其中比特级先验概率 $P_{\text{prior}}(u_k^j(m))$ 是先验概率 $P_{\text{prior}}(u_k^j)$ 的边缘概率分布。

综合式(1), 式(9), 迭代的信道解码计算的 $Pc(u_k^j)$ 实际上为

$$\begin{aligned} Pc(u_k^j) &= \prod_{m=1}^{N_j} Pc(u_k^j(m)) = \frac{1}{C} \prod_{m=1}^{N_j} P_{\text{ext}}(u_k^j(m)) P_{\text{prior}}(u_k^j(m)) \\ &\quad \cdot \sum_{u_k^j(\setminus m)} P_{\text{ext}}(u_k^j(\setminus m)) P_{\text{prior}}(u_k^j(\setminus m) | u_k^j(m)) \quad (10) \end{aligned}$$

由式(8), 式(10)可知, 信道解码, 参数估计都利用了索引值的先验信息 $P_{\text{prior}}(u_k^j)$, 存在重复使用的问题。注意到式(10)的信道解码利用的是索引值比特级先验概率 $P_{\text{prior}}(u_k^j(m))$, 因此若信道解码, 参数估计使用相同的先验概率, 则式(8)的索引值后验概率 $P_{\text{post}}(u_k^j)$ 做如下修正:

$$P_{\text{post}}(u_k^j) = \frac{1}{C} \frac{Pc(u_k^j)}{\prod_{m=1}^{N_j} P_{\text{prior}}(u_k^j(m))} P_{\text{prior}}(u_k^j) \quad (11)$$

其中 C 为归一化因子。

将式(10)中的 $Pc(u_k^j)$ 代入式(11):

$$\begin{aligned} P_{\text{post}}(u_k^j) &= \frac{1}{C} \cdot \frac{Pc(u_k^j)}{\prod_{m=1}^{N_j} P_{\text{prior}}(u_k^j(m))} P_{\text{prior}}(u_k^j) \\ &= \frac{1}{C} P_{\text{prior}}(u_k^j) \prod_{m=1}^{N_j} P_{\text{ext}}(u_k^j(m)) \sum_{u_k^j(\setminus m)} P_{\text{ext}}(u_k^j(\setminus m)) \\ &\quad \cdot P_{\text{prior}}(u_k^j(\setminus m) | u_k^j(m)) \quad (12) \end{aligned}$$

由式(12)可知, 等式右侧仍有两个索引值的先验概率 $P_{\text{prior}}(u_k^j)$ 和 $P_{\text{prior}}(u_k^j(\setminus m) | u_k^j(m))$ 。但注意到 $P_{\text{prior}}(u_k^j(\setminus m) | u_k^j(m))$ 对 $u_k^j(\setminus m)$ 进行了积分运算, 权重为 $P_{\text{ext}}(u_k^j(\setminus m))$, 这样式(12)只包含一项索引值先验概率 $P_{\text{prior}}(u_k^j)$, 从而避免了先验概率 $P_{\text{prior}}(u_k^j)$ 的重复使用。

这样若信道解码和参数估计使用不同的先验概率, 则根据式(8)计算索引值后验概率。若信道解码和参数估计使用相

同的先验概率, 则根据式(11)计算后验概率。

根据以上分析, GSM EFR 语音编码参数先验概率 P_0 , P_1 在两解码模块中的分配见表 2 所示。

表 2 参数先验概率 P_0 , P_1 在信道解码和信源解码中的分配

	信道解码	信源解码
LSP1	P_0	P_1
LSP2	P_0	P_1
LSP3	P_0	P_1
LSP4	P_0	P_1
LSP5	P_0	P_1
自适应码书增益	P_1	P_1
固定码书增益	P_0	P_1
基音周期 1	P_1	P_1
基音周期 2	P_0	P_0

5 参数估计准则

得到索引值的后验概率, 基于 MMSE 或 MAP 准则估计语音参数, 进行语音解码得到最终的合成语音信号。本文考虑对 LSP 系数, 自适应码书增益和固定码书增益采用 MMSE 准则。而基音周期为自适应码书延迟, 实际上反映了语音信号的长时相关性, MMSE 准则是均方误差最小意义上的最佳值, 而基音周期表示语音信号相关性最大时所对应的延迟值, 而不是平均意义上的延迟值, 因此对于基音周期参数, 则采用 MAP 准则。

对于 LSP 系数, 码书增益, 采用 MMSE 准则:

$$\tilde{x}_k^j = \sum_{u_k^j} x_k^j(u_k^j) P_{\text{post}}(u_k^j) \quad (13)$$

其中 $x_k^j(u_k^j)$ 为索引值对应的参数值, $P_{\text{post}}(u_k^j)$ 为索引值的后验概率, 根据式(8)或式(11)计算。

对于基音周期, 则采用 MAP 准则:

$$\tilde{x}_k^j = x_k^j(\arg \max_{u_k^j} P(u_k^j)) \quad (14)$$

6 仿真实验和结果分析

6.1 系统性能评估指标

本文采用 4 种客观指标评价解码端 GSM EFR 重建语音的质量。

加权频谱失真 FWSD(Frequency Weighted Spectral Distortion)用于评估 LSP 的重建性能。

$$\text{FWSD} = \frac{1}{T} \sum_{i=1}^T \sqrt{\frac{1}{W_0} \sum_{f=0}^{4000} |W_B(f)|^2} \left| 20 \lg \left| \frac{Aq(f)}{A(f)} \right| \right| \quad (\text{dB}) \quad (15)$$

其中 T 为测试语音文件的帧数, $Aq(f)$ 为接收端解码 LSP 对应的合成滤波器系数, $A(f)$ 为编码端未量化 LPC 系数对应的合成滤波器系数。 W_0 为加权因子 $W_B(f)$ 之和, $W_B(f)$ 为 Bark 加权系数。

自适应码书增益, 固定码书增益, 基音周期和解码语音采用信噪比作为评估参数:

$$\text{SNR}(x) = 10 \lg \frac{E[x^2]}{E[(x - \hat{x})^2]} \text{ dB} \quad (16)$$

其中 x 表示发送端参数, \hat{x} 为解码端重建参数。

6.2 系统平台及仿真结果分析

测试语音在 TIMIT 的测试语音库中选取, 长度为 2.7min, 约 8095 帧。信道编码为码率为 1/2, 生成函数为(23, 35)的卷积码, BPSK 调制后在 AWGN 信道传输, 信道信噪比 E_b/N_0 范围为[0, 5]dB。

定义以下联合解码算法, 并分别比较各算法性能:

JSCD-MAP: 本文提出的基于参数冗余量分配方案 and 不同参数估计准则的联合解码。

JSCD-MMSE: 与 JSCD-MAP 算法的惟一区别在于基音周期也采用 MMSE 估计。

JSCD: 信道解码和参数估计均利用由帧间相关性提供的冗余信息, 所有参数进行 MMSE 估计。

SSCD: 信源信道独立解码算法, 即信道解码, 信源解码都不考虑信源参数的冗余信息。

首先比较 JSCD-MAP 算法和信源信道独立解码算法 SSCD 的性能, 结果见表 3 所示。

由表 3 可知, 与 SSCD 算法相比, JSCD-MAP 在所示 E_b/N_0 范围内, 加权频谱失真 FWSD 下降了 0.71dB~0.01dB, 固定码书增益的信噪比提高了 28.45dB~16.18dB, 自适应码书增益的信噪比提高了 0.05dB~0dB, 基音周期信噪比改善幅度为 1.39dB~0.05dB, 解码语音信号信噪比得到了大幅度提高, 提高了 16.16dB~0.64dB, 明显改善了接收系统性能。

JSCD-MAP 算法和 JSCD 算法性能比较如表 4 所示。

由表 4 可知, E_b/N_0 在[0, 5]dB 范围内, JSCD-MAP 算法与 JSCD 算法相比, FWSD 下降了 0.45dB~0.01dB, 固定码书增益的信噪比提高了 3.49dB~0.33dB。JSCD-MAP 的语音信噪比比 JSCD 算法提高了 2.58dB~0.61dB。

JSCD-MAP 和 JSCD-MMSE 算法区别只在于基音周期的估计准则, 因此 JSCD-MAP 算法和 JSCD-MMSE 中只有基音周期, 解码语音信号的信噪比有所变化, 结果如表 5 示。

JSCD-MAP 算法的解码语音信噪比要略高于 JSCD-MMSE 算法, 在所示 E_b/N_0 范围内, 语音信噪比提高了 0.27dB~0.54dB。

表 3 JSCD-MAP 算法和 SSCD 算法参数指标(dB)比较

		E_b/N_0 (dB)					
		0	1	2	3	4	5
FWSD	SSCD	5.16	2.80	1.46	0.95	0.85	0.84
	JSCD-MAP	4.45	2.42	1.30	0.90	0.84	0.84
自适应码书增益: SNR(g)	SSCD	1.05	1.15	1.20	1.21	1.21	1.21
	JSCD-MAP	1.10	1.18	1.21	1.21	1.21	1.21
固定码书增益: SNR(g)	SSCD	-23.33	-17.33	-4.82	2.58	7.32	23.75
	JSCD-MAP	5.12	8.03	12.41	19.60	23.50	23.75
基音周期: SNR(p)	SSCD	12.00	17.11	22.30	31.66	49.03	63.89
	JSCD-MAP	13.39	17.49	22.46	31.78	49.08	63.89
语音信号: SNR(s)	SSCD	-16.74	-11.71	-2.49	9.64	16.32	30.34
	JSCD-MAP	-0.58	0.79	4.79	13.24	19.32	30.98

表 4 JSCD-MAP 算法和 JSCD 算法下参数指标(dB)比较

		E_b/N_0 (dB)					
		0	1	2	3	4	5
FWSD	JSCD	4.90	2.76	1.44	0.94	0.85	0.84
	JSCD-MAP	4.45	2.42	1.30	0.90	0.84	0.84
自适应码书增益: SNR(g)	JSCD	1.09	1.18	1.20	1.21	1.21	1.21
	JSCD-MAP	1.10	1.18	1.21	1.21	1.21	1.21
固定码书增益: SNR(g)	JSCD	1.63	6.64	11.77	19.17	23.17	23.75
	JSCD-MAP	5.12	8.03	12.41	19.60	23.50	23.75
基音周期: SNR(p)	JSCD	13.16	18.07	23.06	31.92	49.06	63.89
	JSCD-MAP	13.39	17.49	22.46	31.78	49.08	63.89
语音信号: SNR(s)	JSCD	-3.16	-1.10	3.19	12.09	18.66	30.37
	JSCD-MAP	-0.58	0.79	4.79	13.24	19.32	30.98

表 5 JSCD-MAP 算法和 JSCD-MMSE 算法的参数指标(dB)比较

		E_b/N_0 (dB)					
		0	1	2	3	4	5
基音周期: SNR(p)	JSCD-MAP	13.39	17.49	22.46	31.78	49.08	63.89
	JSCD-MMSE	14.10	18.05	23.19	32.35	49.23	63.89
语音信号: SNR(s)	JSCD-MAP	-0.58	0.79	4.79	13.24	19.32	30.98
	JSCD-MMSE	-0.85	0.55	4.56	12.88	18.73	30.44

7 结论

本文根据 GSM EFR 语音编码参数的冗余量特征, 提出了联合解码算法中信源参数两类冗余信息在信道解码, 信源解码的分配方案, 充分利用了参数的冗余信息, 同时避免了冗余量的重复使用。同时针对不同语音编码参数的特性, 引入不同的参数估计准则。仿真结果表明本算法显著提高解码参数的接收效果, 进而改善解码语音质量, 提高了接收系统性能。

参 考 文 献

- [1] Shannon C E. A mathematical theory of communication [J]. *Bell Syst. Tech. J.* 1948, 27: 379-423.
- [2] Fingscheidt T, Hindelang T, and Cox R V, *et al.* Joint source-channel (de-) coding for mobile communications [J]. *IEEE Trans. on Communications*, 2002, 50(2): 200-211.
- [3] Hagenauer J. Source-controlled channel decoding[J]. *IEEE Trans. on Communications*, 1995, 43(9): 2449-2457.
- [4] Fingscheidt T and Vary P. Soft bit speech decoding: A new approach to error concealment[J]. *IEEE Trans. on Speech and Audio Processing*, 2001, 9(3): 240-251.
- [5] Adart M, Heanel R, and Vary P. On joint source-channel decoding for correlated Source[C]. In Proceedings of ICASSP-02. Orlando, Florida. 2002, 3: 2505-2508.
- [6] 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 Trans. on Audio Speech and Language Processing*, 2006, 14(1): 152-162.
- [7] Liu Xiaobei and Koh Soo Ngee. Iterative joint source-channel decoding with combined a priori information of source and channel [J]. *IEEE Communication Letters*, 2005, 9(4): 355-357.
- [8] Cox R V, Kleijn W B, and Kroon P. Robust CELP coders for noisy backgrounds and noisy channels [C]. In the Proceedings of ICASSP'89. Glasgow, Scotland, 1989, 2: 739-742.
- [9] Kroon P and Atal B S. Strategies for improving the performance of CELP coders at low rates [C]. In the Proceedings of ICASSP'88. New York, USA, 1988, 1: 151-154.
- [10] 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.
Zhou Lin and Wu Zhen-yang. Iterative source-channel decoding for GSM [J]. *Journal of Electronics & information Technology*, 2005, 27(6): 884-887.
- [11] Kaundl M and Hindelang T. Estimation of bit error probabilities using a priori information [C]. Proceedings of GLOBECOM'99. Rio de Janeiro, Brazil, 1999, 5: 2422-2426.
- [12] 周琳. 信源信道联合解码算法研究及其在语音传输中的应用 [D]. [博士论文], 东南大学, 2005.
Zhou Lin. Research on Joint source-channel decoding and applications to speech transmission [D]. [Ph.D.dissertation], Southeast University, 2005.

周琳: 女, 1978年生, 讲师, 研究方向为基于语音的信源信道联合编解码算法、语音、声信号处理。

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