

基于 MS 估计和迭代结构的信源信道联合解码系统性能分析

周 琳 吴镇扬
(东南大学无线电工程系 南京 210096)

摘 要 该文对基于均方 MS(Mean Square)误差最小准则估计的软输入信源解码和基于信源参数特性及迭代结构的维特比解码两种信源信道联合解码算法进行分析, 分别给出系统性能提高的影响因子, 同时与信源信道独立解码算法相比较, 并推导了联合算法中的接收参数信噪比的提高幅度以及比特误码率的上限值, 证明了联合解码算法的可行性和有效性。实验仿真结果表明了分析方法的正确性。

关键词 联合解码, 参数信噪比, 误码上限

中图分类号: TN911.2

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)02-0257-05

Performance Analysis of Joint Source-Channel Decoding Based on MS Estimation and Iterative Structure

Zhou Lin Wu Zhen-yang
(Dept. of Radio Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract Based on structure of MS estimation soft-bit source decoding and iterative source-controlled channel decoding, this paper deduces the parameter SNR and BER upper bound for above joint source-channel decoding respectively, and gives the factors which determine the improvement of system performance. The result shows the feasibility of joint source-channel decoding algorithm. Also, simulation proves the validity of analysis process.

Key words Joint source-channel decoding, Parameter SNR, BER upper bound

1 引言

信道编码通常假定信源输出为无记忆、独立同分布的二进制比特流, 但由于实际系统对信源编码实时性、复杂度的要求, 编码参数仍保留一定的冗余信息(特别是等长量化编码), 因此利用信道信息和信源冗余量进行联合解码是目前解码研究的热点。信源信道联合解码主要分为两类: 利用信道或信道解码提供的参数似然值并结合编码参数的统计特性进行软输入信源解码 (Soft-Bit Source Decoding, SBSD)^[1-3], 统计特性包括参数帧间、帧内相关性以及参数比特间的相关性; 利用信源参数的冗余信息改进信道解码性能的信源控制信道解码 (Source-Controlled Channel Decoding, SCCD)^[4], 这些算法中比特先验信息的计算是关键, 包括Ad hoc算法^[4], 或利用参数的时间相关性和非等概分布^[5,6], 而文献[7]则采用卡尔曼滤波计算参数各比特的先验信息。以上算法的实验仿真结果表明信源信道联合解码在不改变信源、信道编码结构的前提下, 不同程度地提高了接收系统的性能, 在无线及网络的语音、图像传输中得到了一定的应用。但绝大多数的文章偏重于算法的实验仿真, 缺少相应的理论分析, 本文将结

合具体的算法结构, 对基于MS估计的软输入信源解码及基于迭代结构的信源控制信道解码两种联合解码算法进行分析, 并分别推导系统性能提高的影响因子, 计算与信源信道独立解码相比, 联合算法下接收参数信噪比的增量和误码率的上限值, 证明了联合算法的有效性和可行性。

2 基于 MS 估计的软输入信源解码 SBSD

传输系统结构如图 1 所示, 由于信源信道编解码不是讨论的重点, 因此将其定义为等效信道。其中软输入信源解码包括信源参数解码和参数估计两部分, 参数估计是联合解码的重点。

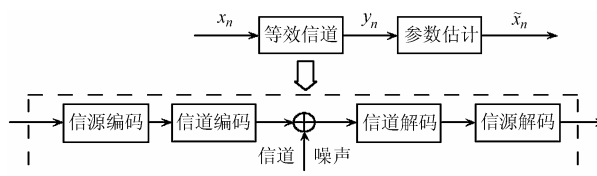


图 1 典型的传输系统

假设发送参数为 x_n , 接收参数为 y_n 。信源信道独立解码系统中 $\hat{x}_n = y_n$, 即参数估计模块等价于 $\hat{x}_n = g(y_n) = y_n$ 。基于信源参数 x_n 的记忆性, 软输入信源解码利用 n 时刻所有的

接收数据 $\mathbf{Y}_n = \{y_n, y_{n-1}, \dots, y_0\}$ 来估计当前参数:

$$\tilde{x}_n = g(y_n, y_{n-1}, \dots, y_0)。$$

假设 y_n , $\mathbf{Y}_n$ 与 x_n 的互信息量分别为 $I(x_n; y_n)$, $I(x_n; \mathbf{Y}_n)$, 则^[8]

$$I(x_n; y_n) \leq I(x_n; \mathbf{Y}_n) \quad (1)$$

$\mathbf{Y}_n$ 提供的关于比特 x_n 信息量大于 y_n 提供的信息量, 即基于参数的相关性, 利用变量 $\mathbf{Y}_n$ 对 x_n 进行估计, 减小了 x_n 不确定度, 提供了关于 x_n 更多的信息量。

2.1 参数的条件概率分布

基于 MS 估计的软输入信源解码为例, 讨论与信源信道独立解码结构相比, 联合解码算法对接收参数信噪比的提高幅度。不失一般性, 假设分布为 $N(0, E_s)$ 的高斯白噪声 v_n 通过传递函数为

$$H(z) = \sqrt{1 - \rho^2} / (1 - \rho \cdot z^{-1})$$

的低通滤波器, 得到信源参数 x_n :

$$x_n = \rho \cdot x_{n-1} + \sqrt{1 - \rho^2} \cdot v_n$$

这样 x_n 为均值 0, 方差 E_s 的高斯分布, 并且一阶自相关系数为 ρ 。

等效信道输出 y_n :

$$y_n = x_n + w_n$$

其中 w_n 是均值为 0, 方差为 σ^2 的高斯白噪声。

参数估计模块利用 y_n , y_{n-1} 进行采用 MS 估计, 估计值 $\tilde{x}_n$ 为

$$\tilde{x}_n = g(y_n, y_{n-1}, \dots, y_0) = g(y_n, y_{n-1}) = \int_{x_n} x_n \cdot f(x_n | y_n, y_{n-1}) dx_n$$

其中 $f(x_n | y_n, y_{n-1})$ 为条件概率密度函数。

由于 y_n , y_{n-1} , x_n 为联合高斯分布, 由多元统计分析(推导过程详见附录)可知 $f(x_n | y_n, y_{n-1})$ 满足下式:

$$\left. \begin{aligned} f(x_n | y_n, y_{n-1}) &= N(\text{mean}, \text{var}) \\ \text{mean}(x_n | y_n, y_{n-1}) &= \frac{E_s(E_s + \sigma^2) - \rho^2 \cdot E_s^2}{(E_s + \sigma^2)^2 - \rho^2 \cdot E_s^2} \cdot y_n \\ &\quad + \frac{\rho \cdot E_s \cdot \sigma^2}{(E_s + \sigma^2)^2 - \rho^2 \cdot E_s^2} \cdot y_{n-1} \\ \text{var}(x_n | y_n, y_{n-1}) &= \frac{\sigma^2(E_s + \sigma^2 - \rho^2 \cdot E_s) \cdot E_s}{(E_s + \sigma^2)^2 - \rho^2 \cdot E_s^2} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

2.2 接收参数信噪比的提高

参数的信噪比定义为

$$\text{SNR} = 10 \cdot \lg \frac{E(x_n^2)}{E[(x_n - \tilde{x}_n)^2]}$$

其中 x_n 为发送参数, $\tilde{x}_n$ 为接收端的估计参数。

对于信源信道独立的解码系统, 误差方差为

$$\begin{aligned} \tilde{x}_n &= g(y_n) = y_n \\ E[(x_n - \tilde{x}_n)^2] &= \int_{x_n, y_n} (x_n - y_n)^2 \cdot f(x_n, y_n) dx_n dy_n = \sigma^2 \end{aligned} \quad (3)$$

基于 MS 估计的软输入信源解码系统, 误差方差为:

$$\begin{aligned} \tilde{x}_n &= g(y_n, y_{n-1}) = \int_{x_n} x_n \cdot f(x_n | y_n, y_{n-1}) dx_n \\ E[(x_n - \tilde{x}_n)^2] &= \int_{x_n, y_n, y_{n-1}} (x_n - g(y_n, y_{n-1}))^2 \cdot f(x_n, y_n, y_{n-1}) dx_n dy_n dy_{n-1} \\ &= \text{var}(x_n | y_n, y_{n-1}) = \frac{\sigma^2 \cdot (E_s + \sigma^2 - \rho^2 \cdot E_s)}{(E_s + \sigma^2)^2 - \rho^2 \cdot E_s^2} \cdot E_s \end{aligned} \quad (4)$$

与信源信道独立解码系统相比较, 联合解码算法在接收参数信噪比上的提高幅度为

$$\begin{aligned} &\text{SNR}(g(y_n, y_{n-1})) - \text{SNR}(g(y_n)) \\ &= 10 \cdot \lg \frac{E[(x_n - y_n)^2]}{E[(x_n - g(y_n, y_{n-1}))^2]} \\ &= 10 \cdot \lg \frac{(E_s / \sigma^2 + 1)^2 - \rho^2 \cdot (E_s / \sigma^2)^2}{(E_s / \sigma^2 + 1) \cdot E_s / \sigma^2 - \rho^2 \cdot (E_s / \sigma^2)^2} \end{aligned}$$

令 $E_s / 2 \cdot \sigma^2 = E_s / N_0$, 则参数信噪比的增量为

$$\begin{aligned} &\text{SNR}(g(y_n, y_{n-1})) - \text{SNR}(g(y_n)) \\ &= 10 \cdot \lg \frac{(E_s / N_0 + 0.5)^2 - \rho^2 \cdot (E_s / N_0)^2}{(E_s / N_0 + 0.5) \cdot E_s / N_0 - \rho^2 \cdot (E_s / N_0)^2} \text{(dB)} \end{aligned} \quad (5)$$

由于参数的相关系数 $|\rho| \in [0, 1]$:

$$\text{SNR}(g(y_n, y_{n-1})) - \text{SNR}(g(y_n)) > 0$$

接收数据 $\{y_n, y_{n-1}\}$ 和发送数据 $\{x_n, x_{n-1}\}$ 在联合高斯分布条件下, 联合解码算法利用 $\{y_n, y_{n-1}\}$ 对 x_n 进行 MS 估计提高了接收参数的信噪比, 并且提高的幅度由信源参数 x_n 的自相关系数 ρ 和等效信道信噪比 E_s / N_0 共同决定。

由式(5)

$$\begin{aligned} &\text{SNR}(g(y_n, y_{n-1})) - \text{SNR}(g(y_n)) \\ &= 10 \cdot \lg \left[1 + \frac{(E_s / N_0 + 0.5) \cdot 0.5}{(E_s / N_0 + 0.5) \cdot E_s / N_0 - \rho^2 \cdot (E_s / N_0)^2} \right] \text{(dB)} \end{aligned}$$

E_s / N_0 一定时, 参数信噪比的增量为 ρ^2 的增函数, 即参数时间相关性越大, 参数信噪比的改善效果越明显。

$$\begin{aligned} &\text{SNR}(g(y_n, y_{n-1})) - \text{SNR}(g(y_n)) \\ &= 10 \cdot \lg \left[1 + \frac{0.5}{E_s / N_0 - \rho^2 \cdot (E_s / N_0)^2 / (E_s / N_0 + 0.5)} \right] \text{(dB)} \end{aligned}$$

ρ 一定时, 信噪比的增量为 E_s / N_0 的减函数, 即随着信道信噪比的提高, 参数信噪比的改善效果反而随之减小。

仿真实验中 $N(0, 1)$ 分布的高斯白噪声通过 ρ 分别为 0.9, 0.3 的低通滤波器 $H(z)$, 滤波器后的信源参数利用 Lloyd-Max 算法标量量化, 量化值在 E_s / N_0 为 $[-3, 5]$ 的加性高斯白噪声信道(AWGN)上传输, 采用独立解码和利用接收数据 $\{y_n, y_{n-1}\}$ 进行 MS 估计的联合解码两种算法, 用于计算实际的信噪比增量, 与式(5)的理论值进行比较。

图 2 所示为仿真实验曲线, 实际参数信噪比的增量与分析信噪比增量进行比较。由图可知, 实验仿真结果与分析结

论一致。参数信噪比增量与相关系数 ρ 成正比,与信道信噪比 E_s/N_0 成反比。相关性越大的参数,联合解码后参数信噪比增量越大,在 $E_s/N_0 = 0\text{dB}$,参数信噪比分别提高了 3.3dB ($\rho = 0.9$) 和 1.8dB ($\rho = 0.3$),就整体而言, $\rho = 0.9$ 的曲线比 $\rho = 0.3$ 的曲线高 1.3dB 。同时随着 E_s/N_0 的增加,联合解码算法的提高幅度逐步减小,参数信噪比的增量分别为 $4.3\text{dB} - 1.8\text{dB}$ ($\rho = 0.9$), $3\text{dB} - 0.6\text{dB}$ ($\rho = 0.3$)。

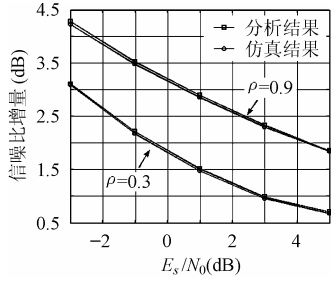


图2 仿真信噪比增量与分析信噪比增量比较

3 基于迭代结构的信源控制信道解码 SCCD

下面以卷积码为例,讨论与信源信道独立解码相比,利用信源冗余信息改进信道解码的信源控制信道解码算法(SCCD)对误码率的改善幅度。SCCD的系统结构如图3所示。

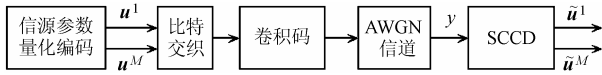


图3 SCCD系统框图

信源编码每一帧输出 M 个参数 $\{u^1, \dots, u^j, \dots, u^M\}$, 每个参数 u^j 为 N^j 比特量化。比特交织后进行卷积码编码,输出的 N_v 个信道码字通过 AWGN 信道到达接收端,进行 SCCD 解码。SCCD 算法加入信息比特 u_i 的先验信息 $L(u_i) = \ln(p(u_i = 0)/p(u_i = 1))$, 则每一条路径的度量值定义为

$$M_i^p = M_{i-1}^p + \sum_n x_{i,n}^p \cdot L_c \cdot y_{i,n} + u_i^p \cdot L(u_i) \quad (6)$$

其中 p 为解码路径, $x_{i,n}$ 为 p 路径上第 i 个信道码字的第 n 个比特, $y_{i,n}$ 为信道输出值, $L_c = 4 \cdot E_s/N_0$ 。

不失一般性,假定算法对信道码字为全1的序列(即信息比特为全0)进行信道解码,如果选择的路径中解码比特为1的路径度量值大于解码比特为0的路径度量值,就会发生误判:

$$\sum_{i=1}^{n_d} (-1) \cdot L(u_i) + \sum_{j=1}^d (-1) \cdot L_c \cdot y_j > \sum_{i=1}^{n_d} (+1) \cdot L(u_i) + \sum_{j=1}^d (+1) \cdot L_c \cdot y_j$$

其中 d 为此路径的权重, n_d 为此错误路径中解码信息比特为1的数目, y_j 为信道输出,则选择此路径的概率为

$$P_d = \Pr \left\{ \sum_{i=1}^{n_d} L(u_i) + \sum_{j=1}^d L_c \cdot y_j < 0 \right\}$$

y_j 为均值为1,方差为 $N_0/2 \cdot E_s$ 的高斯随机变量,则 P_d :

$$P_d = \frac{1}{2} \cdot \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_s}{N_0}} \cdot d \cdot \left(1 + \frac{\sum_{i=1}^{n_d} L(u_i)}{d \cdot 4E_s/N_0} \right) \right) \quad (7)$$

对于给定的卷积码,权重为 d 的所有路径数 a_d ,权重为 d 的所有路径上误码比特总数 c_d 均由卷积码的转移函数决定,则权重为 d 的每条路径平均误码比特数为 $n_d = c_d/a_d$ 。误码率 P_b 的上限为每一条错误路径误码比特数与该路径概率值乘积的累加值,其中 d_{free} 为卷积码的自由距离:

$$P_b \leq \sum_{d=d_{\text{free}}} c_d \cdot P_d \quad (8)$$

由式(7),SCCD 误码率的上限由信道信噪比 E_s/N_0 和信息比特的对数似然值 $L(u_i)$ 共同决定。不同 SCCD 信道解码算法中先验信息 $L(u)$ 是有所区别的。本文提出如图4所示的迭代结构,利用索引值各个比特 $u^j = \{u^j(1), \dots, u^j(N^j)\}$ 之间的相关性计算比特概率值作为信道解码的先验信息。

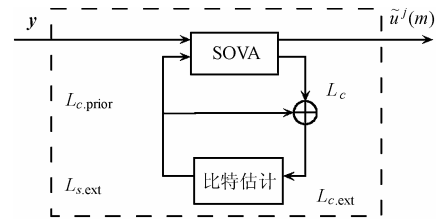


图4 基于迭代结构的 SCCD 结构框图

软输出维特比解码(SOVA)根据当前帧信道输出 $y = \{y(1), y(2), \dots, y(N_v)\}$ 和每个参数比特的先验信息 $L_{c,\text{prior}}$ (初始值为0)计算比特的对数似然值 L_c ,则由信道数据 y 提供的对数似然值 $L_{c,\text{ext}} = L_c - L_{c,\text{prior}}$ 。

比特估计模块利用信道解码提供的 $L_{c,\text{ext}}$ 以及参数的统计特性计算比特 $u^j(m)$ 的外信息 $L_{s,\text{ext}}$:

$$L_{c,\text{ext}} = \ln \frac{P_{c,\text{ext}}(u^j(m) = 0)}{P_{c,\text{ext}}(u^j(m) = 1)},$$

$$P_{s,\text{ext}}(u^j(m)) = \sum_{u^j(\setminus m)} P(u^j(m), u^j(\setminus m))$$

$$= \sum_{u^j(\setminus m)} P_s(u^j(m) | u^j(\setminus m)) \cdot P_{c,\text{ext}}(u^j(\setminus m))$$

其中 $u^j(\setminus m) = \{u^j(1), \dots, u^j(m-1), u^j(m+1), \dots, u^j(N^j)\}$ 表示索引值 u^j 中除 $u^j(m)$ 比特外的其它比特。 $P_s(u^j)$ 是信源参数 u^j 的先验概率分布, $P_{c,\text{ext}}$ 是由信道解码提供的当前参数概率分布。

为了避免概率值 $P_{c,\text{ext}}$ 和对数似然值 $L_{c,\text{ext}}$ 的转换运算,本文考虑利用由 $L_{c,\text{ext}}$ 提供的硬判决信息 $z^j(m) = [1 - \text{sign}(L_{c,\text{ext}}(u^j(m)))]/2$ 计算参数比特外信息值:

$$P_{s,\text{ext}}(u^j(m)) = P_s(u^j(m), z^j(\setminus m)),$$

$$L_{s,\text{ext}} = \ln \frac{P_{s,\text{ext}}(u^j(m) = 0)}{P_{s,\text{ext}}(u^j(m) = 1)}$$

这样估计模块直接根据比特的硬判决信息和每一参数 u^j 的先验概率 P_s 计算参数比特 $u^j(m)$ 的外信息值。如果 u^j 为近似等概分布, 则 $L_{s,\text{ext}}(u^j(m)) \approx 0$, 因此迭代算法实际上利用信源参数的非等概分布特性改善信道解码性能。

比特估计模块的外信息 $L_{s,\text{ext}}$ 作为信道解码的先验信息 $L_{c,\text{prior}}$ 进行维特比的迭代运算。

以上是迭代联合解码中参数比特先验信息的实时计算。从统计意义上每个比特的可信度 $|L_{c,\text{prior}}|$ 的期望值为

$$E[|L_{c,\text{prior}}(u^j(m))|] = \sum_{u^j(m)} \left| \ln \frac{P_s(u^j(m)=0, u^j(m))}{P_s(u^j(m)=1, u^j(m))} \right| \cdot P_s(u^j(m)), \quad j=1, \dots, M, m=1, \dots, N^j \quad (9)$$

定义 $L(u)$:

$$L(u) = \min_{j,m} E[|L_{c,\text{prior}}(u^j(m))|], \quad \sum_{i=1}^{n_d} L(u_i) \geq n_d \cdot L(u) \quad (10)$$

由式(8), 式(10)基于迭代结构的 SCCD 算法误码率上限为:

$$P_b \leq \sum_{d=d_{\text{free}}} c_d \cdot P_d, \quad P_d \leq \frac{1}{2} \cdot \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_s}{N_0}} \cdot d \cdot \left(1 + \frac{n_d \cdot L(u)}{d \cdot 4E_s / N_0} \right) \right) \quad (11)$$

其中 n_d 为权重为 d 的路径上平均误码比特数, $n_d = c_d / a_d$ 。

仿真实验采用码率为 1/2, 生成多项式为(23,35)的卷积码, 约束长度为 5, 自由距离为 7。用均值 0, 方差 1 的高斯噪声来模拟随机信源, Lloyd-Max 算法对信源参数进行 5bit 标量量化, 一帧数据包括 40 个参数。AWGN 信道信噪比 E_s/N_0 范围为 $[-3, 3]$ dB。维特比算法(VA)的误码率上限、基于迭代结构的 SCCD 误码上限和 SCCD 仿真的误码率比较见图 5。VA 解码的仿真误码率和 SCCD 算法的仿真误码率比较见图 6。

由于误码率上限的估计表达式结构相似, 因此由图 5 可知 VA 算法和 SCCD 算法的误码率上限曲线变化趋势相近。随着 E_s/N_0 的增大, $L(u)$ 对误码率的影响减小, 两条误码率上限曲线随 E_s/N_0 增大而逐步接近。同时由图 6 可知,

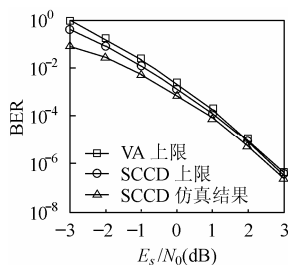


图 5 误码率上限与 SCCD

仿真误码率比较

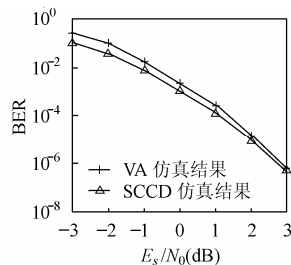


图 6 维特比算法与 SCCD

误码率比较

加入先验信息后, 系统的 BER 降低了 0.8dB。在低 E_s/N_0 下, 信道解码的性能改善更为明显; 当 E_s/N_0 大于 3dB 时, 误码

率曲线趋于一致。

4 结束语

本文对基于 MS 估计的软输入信源解码和基于迭代结构的信源控制信道解码这两种联合解码算法进行分析, 指出联合解码系统性能提高不仅与当前的信道特性 E_s/N_0 有关, 还与信源参数的统计特性有关, 包括参数时间相关性和非等概分布。与信源信道独立解码系统相比较, 分别推导了联合解码算法中接收参数信噪比提高的幅度, 以及误码率上限值的表达式, 证明了联合算法的有效性。

附录

根据 y_n, y_{n-1}, x_n 的假设条件, 有

$$y_n = x_n + w_n = \rho \cdot x_{n-1} + \sqrt{1-\rho^2} \cdot v_n + w_n$$

$$y_{n-1} = x_{n-1} + w_{n-1}$$

$$x_n = \rho \cdot x_{n-1} + \sqrt{1-\rho^2} \cdot v_n$$

其中 w_n, w_{n-1}, v_n 是相互独立的, 均值和方差为 $(0, \sigma^2)$ 的高斯白噪声。

$$C y_n y_{n-1} = C y_{n-1} y_n = E[y_n y_{n-1}] = \rho \cdot E_s$$

$$C y_n x_n = C x_n y_n = E[y_n x_n] = E_s$$

$$C y_{n-1} x_n = C x_n y_{n-1} = E[y_{n-1} x_n] = \rho \cdot E_s$$

这样高斯随机矢量 $H(z) = \sqrt{1-\rho^2} / (1-\rho \cdot z^{-1})$ 的均值矩阵和方差矩阵满足下式:

$$\begin{pmatrix} y_n \\ y_{n-1} \\ x_n \end{pmatrix} \sim N \left(\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} E_s + \sigma^2 & \rho \cdot E_s & E_s \\ \rho \cdot E_s & E_s + \sigma^2 & \rho \cdot E_s \\ E_s & \rho \cdot E_s & E_s \end{pmatrix} \right)$$

根据上式的正态分布可以计算条件概率分布 $f(x_n | y_n, y_{n-1})$:

$$f(x_n | y_n, y_{n-1}) \sim N(\text{mean}, \text{var})$$

$$\text{mean}(y_n | y_{n-1}) = 0 + \frac{\rho \cdot E_s}{E_s + \sigma^2} \cdot (y_{n-1} - 0) = \frac{\rho \cdot E_s}{E_s + \sigma^2} \cdot y_{n-1}$$

$$C x_n x_n \cdot y_{n-1} = C x_n x_n - C x_n y_{n-1} \cdot C x_n y_{n-1} / C y_{n-1} y_{n-1}$$

$$C y_n y_n \cdot y_{n-1} = C y_n y_n - C y_n y_{n-1} \cdot C y_n y_{n-1} / C y_{n-1} y_{n-1}$$

$$C x_n y_n \cdot y_{n-1} = C x_n y_n - C x_n y_{n-1} \cdot C y_n y_{n-1} / C y_{n-1} y_{n-1}$$

$$\text{mean}(x_n | y_n, y_{n-1}) = \text{mean}(x_n | y_{n-1}) + C x_n y_n \cdot y_{n-1} \cdot C^{-1} y_n y_n \cdot y_{n-1}$$

$$\cdot (y_n - \text{mean}(y_n | y_{n-1}))$$

$$= \frac{E_s(E_s + \sigma^2) - \rho^2 \cdot E_s^2}{(E_s + \sigma^2)^2 - \rho^2 \cdot E_s^2} \cdot y_n$$

$$+ \frac{\rho \cdot E_s \cdot \sigma^2}{(E_s + \sigma^2)^2 - \rho^2 \cdot E_s^2} \cdot y_{n-1}$$

$$\text{var}(x_n | y_n, y_{n-1}) = C x_n x_n \cdot y_{n-1} - C x_n y_n \cdot y_{n-1}$$

$$\cdot C y_n x_n \cdot y_{n-1} C^{-1} y_n y_n \cdot y_{n-1}$$

$$= \frac{\sigma^2(E_s + \sigma^2 - \rho^2 \cdot E_s) \cdot E_s}{(E_s + \sigma^2)^2 - \rho^2 \cdot E_s^2}$$

参 考 文 献

- [1] Fingscheidt T, 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.
- [2] Adrat M, Heanel R, Vary P. On joint source-channel decoding for correlated source. In *Proceedings of ICASSP-02[C]*, Orlando, Florida, USA, 2002, 3: 2505 – 2508.
- [3] Fingscheidt T, Vary P. Robust speech decoding: A universal approach to bit error concealment. In *Proceedings of ICASSP-97[C]*, Munich, Germany, 1997, 3:1667 – 1670.
- [4] Hagenauer J. Source-controlled channel decoding [J]. *IEEE Trans. on Communications*, 1995, 43(9):2449 – 2457.
- [5] Veaux C, Scalart P, Gilloire A. Channel decoding using inter- and intra-correlation of source encoded frames. In *Proceedings of Data Compression Conference-2000 [C]*, Snowbird, Utah, USA. 2000: 103 – 112.
- [6] Fingscheidt T, Hindelang T, Cox R V, *et al.*. Joint source-channel (de-)coding for mobile communications [J]. *IEEE Trans. on Communications*, 2002, 50(2): 200 – 211.
- [7] Xu W. Repeated joint source-channel decoding in a GSM system. In *Proceedings of PIMRC 2000 [C]*, London, UK. 2000, 1: 241 – 245.
- [8] Cover T M. Thomas J A. *Elements of Information Theory [M]*. New York, NY: John Wiley & Sons, 1991: 19 – 29.
- 周琳: 女, 1978年生, 博士生, 研究方向为语音、音频信号处理、信源信道联合编码。
- 吴镇扬: 男, 1949年生, 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、音频、视频信号处理等。