

低延时无线视频传输中的 H. 264 码率控制算法

费伟 朱善安

(浙江大学电气工程学院, 杭州 310027)

摘要 针对基于 ARQ 机制下的低延时无线视频传输, 提出了一种有效的信道信源联合码率控制方案。该方案首先利用 Markov 模型作为无线信道模型来预测估计信道的状态和带宽, 并以基于 Cauchy 分布的率失真模型作为信源模型; 然后在帧层设计了一种基于 PID 控制器的缓存控制算法, 即根据预测信道带宽和缓存器状态来分配每帧目标比特数, 以提高缓存的控制能力; 对于宏块层则在监控缓存器状态的同时, 利用基于 Cauchy 分布的率失真模型, 最后通过 Lagrange 方法来优化分配目标比特数。实验结果证明, 该算法不仅能显著提高平均峰值信噪比, 并能大幅减少跳帧数目。

关键词 无线视频传输 码率控制 Markov 模型 率失真模型 Cauchy 分布

中图分类号: TN919.81 文献标识码: A 文章编号: 1006-8961(2008)11-2099-07

A Rate Control Algorithm for H. 264 Low-delay Video Transmission over Wireless Network

FEI Wei, ZHU Shan-an

(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027)

Abstract In this paper, we proposed an efficient joint source-channel rate control algorithm for real-time wireless video transmission which use automatic repeat request scheme to retransmission the error packet. The two-state Markov model was used to simulate the wireless channel, and the Cauchy-distribution-based rate and distortion model were used as the source model. In the new scheme, at frame level, a PID-controller-based buffer control algorithm was developed to improve the buffer control ability which allocated frame target bit based on the channel bandwidth and buffer status; at macroblock level, the frame bit-budget was distributed among macroblocks using the new rate-distortion model and Lagrange optimization method. Experimental results show that, the proposed algorithm can improve the average PSNR and decrease the number of skipped frames significantly.

Keywords wireless video transmission, rate control, Markov model, rate distortion model, Cauchy distribution

1 引言

随着视频编码技术的发展和第3代移动通信技术的兴起, 无线视频传输业务受到广泛关注。H. 264 是由 ITU-T 和 ISO/IEC 联合开发的最新视频编码国际标准, 其具有超过以往任何标准的编码效率以及网络适应性, 非常适合无线视频传输的应用。

Stockhammer 在文献[1]中概述了无线网络中进行视频传输服务的要求与限制, 并将 H. 264 的无线业务分为以下3类, 即基于电路交换和包交换的会话服务(packet switched conversational services, PCS)、基于包交换的实时或预编码的媒体流服务(packet switched streaming services, PSS)以及多媒体信息服务(multimedia messaging services, MMS)3类。其中, PSS 和 PCS 有严格的时间要求, 尤其是视

频电话和视频会议,需要尽可能地减小端到端的延时与抖动。

由于无线信道受 Rayleigh 衰减和多径干扰等因素的影响,会使传输码流产生突发性错误 (burst error),因此需要采用差错控制技术来保证视频数据的准确传输,通常的差错控制机制有:前向纠错 (forward error correction, FEC) 和自动重传请求 (automatic repeat request, ARQ)。其中,由于 FEC 需要在视频数据中加入大量冗余码,并进行交织编码,而且无论网络状况好坏与否,都会占用带宽及引入额外的延时,因此 FEC 不适合低带宽下的实时无线视频应用。而 ARQ 则已经有效地应用于双向低延时无线视频传输系统^[2]。在 ARQ 机制下,网络的吞吐量完全取决于信道的状态,即当信道状态较好时,其吞吐量就接近于原信道带宽;而当信道状态较差时,则会因有出错数据而需要重传,带宽就会下降。因而,无线信道可视为一种带宽随信道状态而变的 VBR (variable bit rate) 信道。此时,视频编码器中的码率控制机制需根据信道状态来动态地调整输出码流的码率,而现有的视频压缩标准推荐的码率控制方案,如 MPEG-2 的 TM5、H. 263 的 TMN8、MPEG-4 的 VM8 都是为 CBR (constant bit rate) 信道设计的;目前针对 H. 264 的 VBR 信道信源联合码率控制算法研究较少,H. 264 参考软件中的码率控制方案^[3]虽考虑了 VBR 情况,但是由于没有考虑因无线信道突发性错误而导致的网络堵塞、缓存器急剧上溢等情况,因而编码器容易产生大量跳帧,致使图像质量大幅度下降。文献[4]提出的算法虽然针对信道差错引起的网络带宽下降的问题做了一定改进,但是鲁棒性较弱。此外,其采用的源模型为二次率失真 (rate distortion, RD) 模型,由于其在低码率下的精度较低,因此会产生较大的比特数估计偏差。

本文针对 ARQ 机制下的低延时无线视频传输,提出了一种有效的信道信源联合码率控制方案。该方案先利用 Markov 模型来预测估计无线信道的状态和带宽,然后用基于 Cauchy 分布的信源率失真模型来实现精确的码率控制。

2 无线信道模型

无线信道中码流的突发性错误表现为几个到

几十个毫秒时间内连续出现误码。研究表明,双状态的 Markov 模型能很有效地模拟无线信道^[5] (如图 1 所示)。此模型中的信道有两个状态 S_0 和 S_1 ; S_0 为“好”状态,此时报文丢失率 $P_0 = 0$; S_1 为“差”状态,此时报文丢失率 $P_1 = 1$; 状态 S_0 和 S_1 之间分别以 p_{01} 和 p_{10} 的概率相互转化,其转移矩阵表示为

$$P = \begin{bmatrix} p_{00} & p_{01} \\ p_{10} & p_{11} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - p_{01} & p_{01} \\ p_{10} & 1 - p_{10} \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中的参数可由信道的性能参数计算得出,即

$$p_{10} = \frac{1}{l_{MEB}}, p_{01} = \frac{p_{10} \times r_{PE}}{1 - r_{PE}} \quad (2)$$

式中, l_{MEB} 为平均错误突发长度 (mean error burst length, MEBL), r_{PE} 为报文丢失率 (packet error rate, PER)。

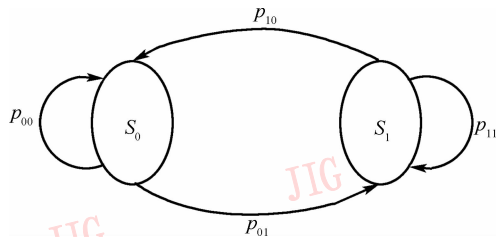


图 1 无线信道 Markov 模型

Fig. 1 Markov model for wireless channel

Markov 模型可以通过状态转移矩阵来预测信道状态。若已知信道 t 时刻的状态,则信道 k 时刻的状态向量可以表示为

$$\begin{aligned} \pi(k|S(t) = S_n) \\ = [\pi_0(k|S(t) = S_n), \pi_1(k|S(t) = S_n)], \\ n \in \{0, 1\} \end{aligned} \quad (3)$$

$$\text{式中, } \pi_i(k|S(t) = S_j) = \begin{cases} 1, & i = j \\ 0, & i \neq j \end{cases} \quad i, j \in \{0, 1\}$$

若 k, t 表示报文发送时间,则 $\pi_0(k|S(t) = S_n)$ 和 $\pi_1(k|S(t) = S_n)$ 分别表示由 t 时刻的报文发送状态预测得到的 k 时刻的报文发送成功或丢失的概率

$$\pi(k|S(t) = S_n) = \pi(t|S(t) = S_n) \times P^{(k-t)} \quad (4)$$

假设 $k - t$ 时刻内发送 m 个报文,则报文发送的平均成功概率为

$$p_0(m|S(t) = S_n) = \frac{1}{m} \sum_{k=t+1}^{t+m} \pi_0(k|S(t) = S_n) \quad (5)$$

3 信源率失真模型

信源率失真模型的精确与否很大程度上取决于所取的离散余弦变换 (discrete cosine transform, DCT) 系数假设分布与实际分布的符合程度。文献 [6] 在对 H. 264 中的 DCT 系数分布进行分析后得出, Cauchy 分布比 Laplacian 分布更加接近于实际分布情况, 并将其表示为以下零均值 Cauchy 分布:

$$f(x) = \frac{1}{\pi} \frac{\mu}{\mu^2 + x^2}, x \in \mathbf{R} \quad (6)$$

式中, μ 为分散系数。本文基于 Cauchy 分布来建立精确的信源率失真模型。

3.1 基于 Cauchy 分布的码率模型

文献 [7] 通过计算得到了以下基于 Cauchy 分布的熵公式:

$$H(Q) = -\frac{2}{\pi} \tan^{-1}\left(\frac{Q}{2\mu}\right) \text{lb}\left[\frac{2}{\pi} \tan^{-1}\left(\frac{Q}{2\mu}\right)\right] - \frac{2}{\pi} \sum_{i=1}^{\infty} \tan^{-1}\left(\frac{\mu Q}{\mu^2 + (i^2 - 1/4)Q^2}\right) \times \text{lb}\left[\frac{1}{\pi} \tan^{-1}\left(\frac{\mu Q}{\mu^2 + (i^2 - 1/4)Q^2}\right)\right] \quad (7)$$

式中, Q 为量化步长, 可将其简化为

$$H(Q) = aQ^{-\alpha}, a, \alpha > 0 \quad (8)$$

式中 a, α 与 μ 有关, 其可由拟合熵 H -量化步长 Q 曲线得出。由文献 [7] 可知, 当 $\mu < 2$ 时, 式 (8) 才能精确地逼近式 (7), 而在 $\mu > 2$ 时, 则误差较大。本文将进一步分析式 (7), 以得到更精确的简化模型。

由文献 [8] 可知, 当 $Q \ll \sigma$ (即量化步长相对于标准偏差较小) 时, 熵 $H(Q)$ 可近似表示为

$$H(Q) \cong H(x) - \text{lb}Q \quad (9)$$

由于 Cauchy 分布没有定义标准偏差, 但可用 μ 来度量分布的分散程度, 因此本文用分散系数 μ 替代标准偏差 σ , 即当 $Q \ll \mu$ 时, $H(Q)$ 可近似表示为

$$H(Q) \cong \text{lb}(4\pi\mu/Q) \quad (10)$$

另外, 由图 2 可知, 当 $Q \gg \mu$ 时, 熵 H 和 μ 呈正比关系, 且斜率随 Q 的增大而减小。而由图 3 可以看出, 在 $\mu/Q \leq 1/\pi$ 时, $\log H$ 和 $\log Q$ 呈线性关系, 并且斜率基本相同。因此, 可以得出以下简化模型:

$$H(Q) = \begin{cases} \text{lb}(4\pi\mu/Q), & \mu/Q > 1/\pi \\ a\mu/Q^\alpha, & a, \alpha > 0, \mu/Q \leq 1/\pi \end{cases} \quad (11)$$

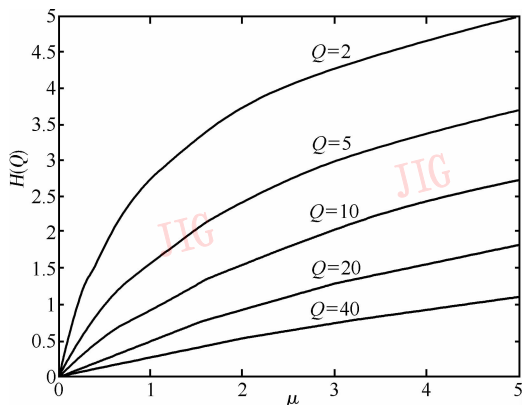


图 2 熵 (式 (7)) 在不同 Q 值时的 H - μ 曲线图
Fig. 2 H - μ plot of (7) for different values of Q

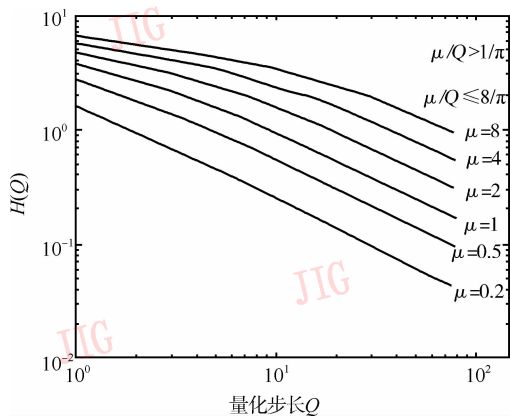


图 3 熵 (式 (7)) 在不同 μ 值时的 H - Q 的对数曲线图
Fig. 3 H - Q log plot of (7) for different values of μ

本文采用与文献 [7] 相同的拟合方法来估计式 (11) 中的参数 a 和 α , 其估计结果如表 1 所示, 其中 ρ 为拟合的相关系数。由表 1 可知, 拟合相关系数 ρ 趋近于 1。可见, 在条件 $\mu/Q \leq 1/\pi$ 下, 式 (11) 能很好地逼近式 (7), 其中指数参数 α 基本不变, 约等于 0.85。

表 1 $\mu/Q \leq 1/\pi$ 时, 式 (11) 的参数估计值及拟合的相关系数
Tab. 1 Approximate the parameter values of (11) when $\mu/Q \leq 1/\pi$ and the correlation coefficient

μ	a	α	ρ
0.2	8.837 5	0.853 6	0.999 2
0.5	7.708 2	0.852 2	0.999 0
1.0	6.985 7	0.852 1	0.998 6
1.5	6.586 3	0.850 8	0.998 1
2.0	6.402 6	0.850 2	0.997 8
3.0	5.617 7	0.848 0	0.997 6
4.0	5.380 3	0.847 5	0.997 2

通常,无线信道带宽属于低码率信道。此时, Q 相对分散系数 μ 较大。为了计算方便,可采用平均绝对差(mean absolute difference, MAD)替代分散系数 μ ,并用 C_i 来表示编码过程中头信息的比特数。因此,以宏块为编码单元,第 i 个宏块的码率 R -量化步骤 Q 模型可表示为

$$R(Q_i) = aMAD_i/Q_i^{0.85} + C_i \quad (12)$$

式中, a 为自适应系数,其跟图像内容有关。

图 4 给出了低码率下“Carphone”序列第 2 帧的实际帧间编码比特数曲线及用式(12)估计的编码比特数。由图 4 可见,式(12)能很好地估计实际编码产生的比特数。

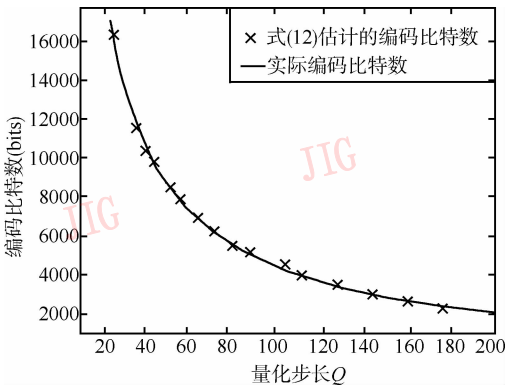


图 4 实际编码比特数与用式(12)估计的编码比特数比较
Fig. 4 Actual bits versus estimated value in (12)

3.2 基于 Cauchy 分布的失真模型

由文献[7]得到的基于 Cauchy 分布的失真度公式为

$$D(Q) = 2 \sum_{i=1}^{\infty} \left[\frac{\mu Q}{\pi} - \frac{i\mu Q}{\pi} \ln \left(\frac{\mu^2 + (i + 1/2)^2 Q^2}{\mu^2 + (i - 1/2)^2 Q^2} \right) \right] - \frac{\mu^2 - i^2 Q^2}{\pi} \tan^{-1} \left(\frac{\mu Q}{\mu^2 + (i^2 - 1/4) Q^2} \right) + \left[\frac{\mu Q}{\pi} - \frac{2\mu^2}{\pi} \tan^{-1} \left(\frac{Q}{2\mu} \right) \right] \quad (13)$$

将式(13)作为理想的失真度 D -量化步长 Q 模型,可将其简化为

$$D(Q) = bQ^\beta \quad (14)$$

图 5 给出了式(14)在不同 μ 值下的 D - Q 曲线,从中可以看出,在 $Q \gg \mu$ 的情况下,由于失真度 D 和量化步长 Q 呈线性关系,因此,可将式(14)改为

$$D(Q) = \begin{cases} bQ^\beta & \beta > 1 \quad \mu/Q > 1/\pi \\ bQ + c & \mu/Q > 1/\pi \end{cases} \quad (15)$$

图 6 给出了低码率下,“Carphone” QCIF 序列中第 2 帧帧间编码的失真曲线及用式(15)估计的

失真度。很明显,在低码率下,实际编码失真度可由线性模型进行较好的估计。

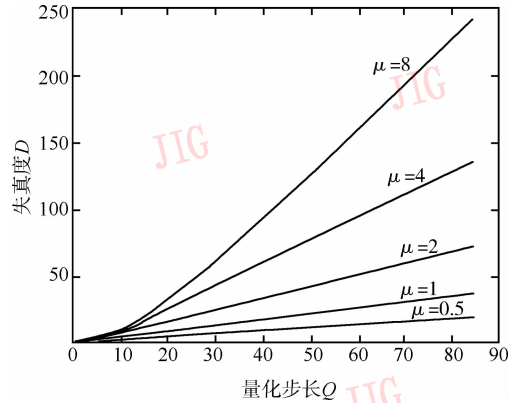


图 5 失真度(式(13))在不同 μ 值时的 D - Q 曲线图
Fig. 5 D - Q plot of (13) for different values of μ

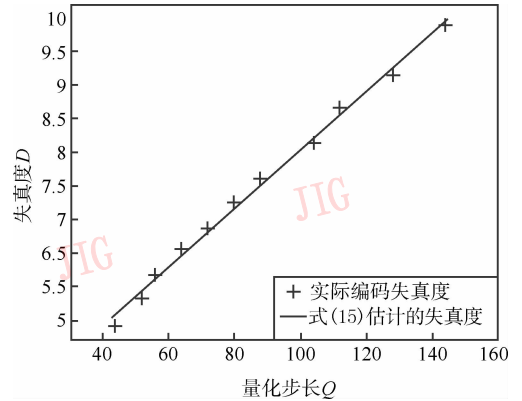


图 6 实际编码失真度与用式(15)估计的失真度比较
Fig. 6 Actual distortion versus estimated value in (15)

4 码率控制算法

4.1 跳帧算法

编码完一帧后,再用下式更新缓存器状态:

$$W = \max(W_{\text{prev}} + B_{\text{prev}} - R/F + B_i^{\text{RT}}) \quad (16)$$

式中, W 和 W_{prev} 分别为当前帧和前一帧的缓存器的比特数; B_{prev} 为编码前一帧所用的比特数; R 和 F 分别为目标码率和帧率; B_i^{RT} 为当前帧与前一帧的时间间隔内重传(RT)的比特数。当 W 大于缓存器大小(比特数) B_{buffer} 的 80% 时,则编码器将跳过下一帧,而 W 则更新为

$$W = \max(0, W_{\text{prev}} - R/F) \quad (17)$$

本文中 B_{buffer} 设为 $0.125R$,使编码器端的缓存最大延时为 $0.125s$,以满足低时延要求。

4.2 帧层码率控制算法

在实时视频传输中,通常采用 IPPP 形式的图像

组 (group of picture, GOP) 结构, 即第 1 帧为 I 帧, 其余为 P 帧。由于 GOP 中的 I 帧和第 1 个 P 帧的量化参数 (QP) 固定, 所以只需给其余 P 帧分配目标比特数即可。帧层比特分配分为以下 3 步:

(1) 计算当前帧的初始目标比特数。当缓存中的比特数处于较高水平时, 应考虑因信道差错而引起的带宽下降的影响; 而当缓存中的比特数处于较低水平时, 则认为当前信道状态较好。因此, 初始目标比特数为

$$\begin{cases} T_i = R/F & W < 0.5B_{\text{buffer}} \\ T_i = (R/F) \cdot p_0(k|S(t-d) = S_n) & W \geq 0.5B_{\text{buffer}} \end{cases} \quad (18)$$

其中, $P_0(k|S(t-d) = S_n)$ 为帧间隔时间内的平均报文发送成功率, 可由式 (5) 计算得到, 此时报文数为 $R/(F \cdot M)$, 其中 M 为报文大小。

(2) 计算目标缓存大小

$$W(t) = W(t-1) - (W(2) - V(0))/(N_p - 1) \quad (19)$$

其中, N_p 是 GOP 中 P 帧的总数目, $W(2)$ 和 $V(0)$ 分别为完成第 1 个 P 帧编码后的缓存大小和初始缓存大小, 本文 $V(0)$ 取为 0。

(3) 计算当前 P 帧的目标比特数。为了获得更强的缓存控制能力, 本文采用基于 PID (proportional integral derivative) 的缓存控制算法, 以提高缓存控制的静态、动态性能和鲁棒性^[9]。若当前缓存与目标缓存之间的误差定义为

$$E_i = W(t) - W \quad (20)$$

则 PID 控制器可表示为

$$PID_i = K_p \cdot \left(E_i + K_i \cdot \int_0^t E_i \cdot d\tau + K_d \cdot dE_i/dt \right) \quad (21)$$

式中, K_p 、 K_i 、 K_d 分别为比例、积分和微分控制系数, 本文中分别设置为 1.0、0.1 和 0.15。最终, 当前帧的目标比特数的计算公式为

$$T = T_i \cdot (1 + PID_i) \quad (22)$$

4.3 宏块层码率控制算法

由式 (15) 得到的第 k 帧图像在低码率下的失真度为

$$D_k = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \alpha_i \cdot b(Q_i + c) \quad (23)$$

式中, α_i 为第 i 个宏块的失真度权重, N 为一帧中宏块的数目。由文献 [10] 可知, 由于在低码率下, 失真度权重 $\alpha_i \approx \sigma_i$, 因此, 本文取 α_i 值为宏块的 MAD 值。

为了优化分配比特数, 本文采用 Lagrange 方法来优化失真度 D_k 。

$$\begin{aligned} & F(Q_i^*, \dots, Q_N^*, \lambda^*) \\ & = \operatorname{argmin}_{Q_i, \dots, Q_N, \lambda} \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N MAD_i (bQ_i + c) + \\ & \lambda \left[\sum_{i=1}^N (aMAD_i/Q_i^{0.85} + C_i) + \sum_{m=1}^L B_m^{\text{RT}} - T \right] \end{aligned} \quad (24)$$

其中, L 和 B_m^{RT} 分别为帧间隔内重传的报文数和第 m 个重传报文比特数。

由 Lagrange 乘子法可得第 i 个宏块的量化步长

$$Q_i = \left(\frac{a \sum_i MAD_i}{T - \sum_{m=1}^L B_m^{\text{RT}} - \sum_i C_i} \right)^{\frac{1}{0.85}} \quad (25)$$

4.4 宏块层码率控制算法的实现

宏块层码率控制算法的实现步骤如下:

(1) 参数初始化。在编码第 1 个宏块前, 初始化参数 $i = 1$, 并令当前帧未编码的宏块数为 N_i , 已编码比特数为 B_i , 剩余比特数表示为 β_i 。参数 a 初始化为

$$a = B_{\text{texture}}^{\text{prev}} (\overline{Q}_{\text{prev}})^{0.85} / \overline{MAD}_{\text{prev}}$$

其中, $B_{\text{texture}}^{\text{prev}}$ 、 $\overline{Q}_{\text{prev}}$ 和 $\overline{MAD}_{\text{prev}}$ 分别为前一帧的纹理比特数、平均量化步长和平均 MAD 值。

(2) 确定宏块的量化参数。先利用线性 MAD 模型来预测当前宏块的 MAD 值 MAD_i^{pred} ^[3], 再利用前一帧相同位置宏块的头信息比特数 C_i^{prev} 来预测当前宏块的头信息比特数 C_i 。估计当前帧剩余比特数中重传的比特数 $B_i^{\text{RT}} = \beta_i (1 - P_0(k|S(t-d) = S_n))$, 令 $L = \beta_i - B_i^{\text{RT}} - \sum_i C_i^{\text{prev}}$, 当 $L < 0$ 时, 应增加量化参数 QP_i , 以减少输出比特数。同时, 监视缓存器中的比特数, 并估计当前帧已编码比特数中的重传比特数 $\hat{B}_i^{\text{RT}} = B_i (1 - P_0(k|S(t-d) = S_n))$, 则当前缓存器状态为 $W_i = W_{\text{prev}} + B_i + \hat{B}_i^{\text{RT}} - i \cdot R/(N \cdot f)$ 。如果 W_i 大于缓存器大小的 80%, 则缓存器趋近于上溢, 因此应增加 QP_i , 以减小上溢; 其余情况则按式 (25) 计算量化步长, 进而得出量化参数。以上可描述为

$$\begin{cases} QP_i = QP_{i-1} + 2 & \text{如果 } (L < 0 \parallel W_i > 0.8B_{\text{buffer}}) \\ Q_i = \left(a \sum_i MAD_i^{\text{pred}} / L \right)^{\frac{1}{0.85}} & \text{其他} \end{cases}$$

为了保证图像质量的连续性, 应对量化参数

QP_i 进行如下约束:

$$QP_i = \max \{ QP_{i-1} - 1, \overline{QP}_{prev} - 3, 1, \min \{ QP_i, QP_{i-1} + 1, \overline{QP}_{prev} + 3, 51 \} \}$$

(3) 参数更新。设以量化参数 QP_i 进行编码所得到的第 i 个宏块的比特数为 \hat{B}_i , 则当前帧已编码的比特数为 $B_{i+1} = B_i + \hat{B}_i$, 剩余比特数为 $\beta_{i+1} = \beta_i - \hat{B}_i$ 。令 $i = i + 1$, 如果 i 超过帧内的宏块数, 则结束当前帧编码, 否则, 编码下一个宏块。

5 实验结果及分析

首先, 针对 PCS 和 PSS 视频业务, 实验采用 VCEG-N80 中推荐的参考软件来仿真 3G 信道^[11]。所选用的信道类型和信道误码率见表 2。

通过对 3G 信道进行仿真得到的信道报文丢失率 r_{PE} 和平均错误突发长度 l_{MEB} 分别为 0.19 和 5.8, 由式(2)得到的 Markov 模型参数为 $P_{00} = 0.9602$, $P_{01} = 0.0398$, $P_{10} = 0.1715$ 和 $P_{11} = 0.8285$ 。

在信源端, 将本文的码率控制算法在 H.264 JM8.6 参考软件上实现, 并分别与 JM8.6 和文献[4]中采用的算法进行了比较。实验采用 News, Claire, Mother&daughter(M&D), Silent 和 Foreman 等 QCIF, 4:2:0 测试序列。实验条件如下: 采用 CABAC 编码, 帧率为 15fps, 目标码率为 64kbps, 参考帧数为 5, 搜索范围为 16, 采用 IPPP 的 GOP 结构, 第 1 个 I 帧的 QP 值为 35。设缓存器大小为 $0.125R$ (8000bits), 当缓存大于 $0.1R$ (6400bits) 时, 编码器产生跳帧, 则此时可采用前一帧替代被跳帧来计算编码图像的 PSNR 值。

表 2 实验中的误码模式选择

Tab. 2 Bit error pattern chosen in experiments

File name	Bit rate (kbps)	BER	RLC PDU size (bits)	Mobile speed (km/h)
Wedma_64kb_3kph_5 e-04. bin	64	5.0e-04	640	3

表 3 为 3 种算法编码图像的平均 PSNR 值和跳帧数比较。由表 3 可以看出, 本文算法编码图像的平均 PSNR 值比 JM8.6 算法提高了 0.92 ~ 1.80dB, 比文献[4]的算法提高了 0.18 ~ 0.45dB; 而跳帧数却比 JM8.6 算法减少 39 ~ 24 帧, 比文献[4]的算法减少 30 ~ 3 帧。

图 7 给出了 Silent 序列每帧缓存比特数的比较。图中, 虚横线为缓存的跳帧警戒线, 当缓存比特数超

出此线时会有跳帧产生。由图 7 可以看出, JM8.6 码率控制算法易受信道差错的影响, 缓存器经常因急剧上溢而产生跳帧, 文献[4]算法虽有所改进, 但缓存起伏较大, 且有少量跳帧, 而本文算法则不仅能将缓存保持在较低水平, 而且能有效防止上溢和减少跳帧。

表 3 不同算法编码图像平均 PSNR 值和跳帧数的比较
Tab. 3 average PSNR and skipped frames comparison

测试序列	平均 PSNR 值 (dB)			跳帧数		
	JM8.6 算法	文献[4] 算法	本文 算法	JM8.6 算法	文献[4] 算法	本文 算法
News	36.13	36.84	37.07	10	0	1
Claire	42.56	43.91	44.36	15	1	0
M&D	38.55	39.23	39.61	24	2	0
Silent	34.9	35.56	35.95	20	4	1
Foreman	33.74	34.48	34.66	11	1	0

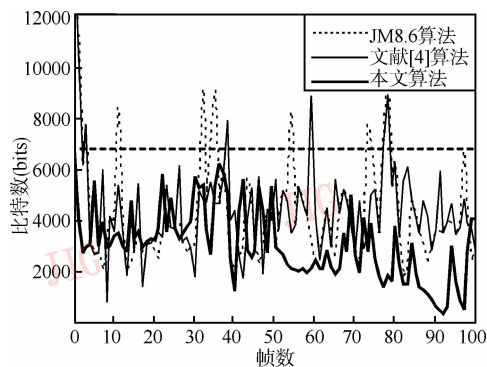


图 7 Foreman 序列的缓存比较

Fig. 7 Comparison of buffer fullness for Foreman

图 8 给出了 Silent 测试序列 3 种算法的编码图像的 PSNR 值比较。很明显, JM8.6 和文献[4]的码率控制算法编码图像的 PSNR 值经常由于跳帧而出现剧烈下降, 这不但容易造成图像间质量的突变, 且易产生图像闪烁效应; 而本文算法编码图像的 PSNR 值则较为稳定, 从而较大地提高了图像的主观质量。

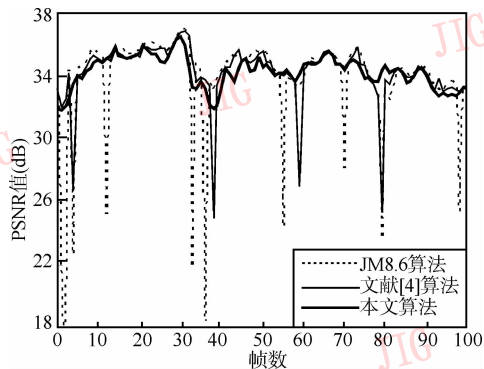


图 8 Foreman 序列的 PSNR 值比较

Fig. 8 Comparison of PSNR for Foreman

由上实验结果可见,本文算法由于能有效减少跳帧和提高编码图像的平均 PSNR 值,因此能改善低延时无线视频传输中的图像质量。

6 结 论

本文针对基于 ARQ 机制下的低延时无线视频传输,提出了一种有效的信道信源联合码率控制方案。在该方案中,以 Markov 模型作为无线信道模型,同时以基于 Cauchy 分布的率失真模型作为信源模型,并在考虑信道带宽及缓冲器状态的同时,通过基于 PID 的缓存控制算法和 Lagrange 方法来实现码率控制,以提高算法的鲁棒性和减少跳帧数目。实验结果证明,本算法由于能有效减少跳帧和提高平均 PSNR 值,因此能明显改善低延时无线视频传输中的图像质量。

参考文献 (References)

- 1 Stockhammer T, Hannuksela M M, Wiegand T. H.264/AVC in wireless environments [J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology*, 2003, **13**(7): 657 ~ 673.
- 2 Khansari M, Jalali A, Dubois E, *et al.* Low bit-rate video transmission over fading channels for wireless microcellular systems [J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology*, 1996, **6**(1): 1 ~ 11.
- 3 Li Z G, Pan F, Lim K P, *et al.* Adaptive basic unit layer rate control for JVT[A]. JVT-G012, In:7th Meeting of JVT of ISO/IEC MPEG and I TV-T VCEG[C], Pattaya, Thailand, 2003.
- 4 Srisawaivilai N, Aramvith S. Improved frame and basic unit layer bit allocation scheme for H.264 video transmission over AQR-based wireless channels [A]. In: *Proceedings of IEEE International Symposium on Circuits and Systems* [C], Kos, Greece, 2006, **4**: 1335 ~ 1338.
- 5 Zorzi M, Rao R R, Milstein L B. ARQ error control for fading mobile radio channels [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 1997, **46**(2): 445 ~ 455.
- 6 Altunbasak Y, Kamaci N. An analysis of the dct coefficient distribution with the H.264 video coder[A]. In: *Proceedings of IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing* [C], Montreal, Canada, 2004, **3**:177 ~ 180.
- 7 Kamaci N, Altunbasak Y, Mersereau R M. Frame bit allocation for the H.264/AVC video coder via cauchy-density-based rate and distortion models[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology*, 2005, **15**(8): 994 ~ 1006.
- 8 Gersho A, Gray R M. *Vector quantization and signal compression* [M], Norwell, MA, USA: Kluwer, 1992.
- 9 Fei Wei, Zhu Shan-an. A robust and adaptive rate control algorithm for real-time video communications[A]. In: *Proceedings of the Sixth World Congress on Intelligent Control and Automation* [C], Dalian, China, 2006, **2**:10220 ~ 10224.
- 10 Ribas-Corbera J, Lei S. Rate control in DCT video coding for low-delay communications [J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology*, 1999, **9**(1): 172 ~ 185.
- 11 Varsa V, Karczewicz M, Roth G, *et al.* Common test conditions for RTP/IP over 3GPP/3GPP2[A]. In: *Video Coding Experts Group Fourteenth Meeting* [C], Santa Barbara, CA, USA, 2001.