

基于 ATCQAM 系统和 HARQ 协议的渐进图像鲁棒编码传输方案^①赵 锴^② 崔慧娟 唐 昆^③

(清华大学电子工程系,清华信息科学与技术国家实验室 北京 100084)

摘 要 研究了无线衰落信道下的渐进图像传输问题,针对现有基于不等重功率分配(UPA)传输优化方案的不足,提出了一种基于自适应网格编码调制(ATCQAM)系统和混合自动重传(HARQ)协议的新型编码传输方案。不同于以往鲁棒传输方案,该方案充分考虑了反馈信道提供的自动重传及信道状态信息。为了减小图像传输的端到端失真,该方案采用逆向动态规划算法对待传图像压缩码流的传输功率和编码调制模式进行联合优化。仿真实验表明,该方案相对于前人不考虑反馈信息的编码传输方案,能显著提高接收端图像的重建质量。在高斯白噪声信道和准静态衰落信道下,峰值信噪比的平均增益可分别达到 3.6dB 和 14.4dB。

关键词 渐进图像, 编码, 不等重功率分配(UPA), 自适应网格编码调制(ATCQAM), 混合自动重传(HARQ), 逆向动态规划

0 引言

渐进图像编码(如 SPIHT^[1]和 JPEG2000^[2])因能产生渐进的编码压缩码流以适应无线信道上波动的信道状况而得到了普遍关注。但渐进图像产生的码流对误码十分敏感,因而传输框架中必须采用高性能的信道保护技术——物理层前向纠错编码(forward error correcting, FEC)技术和链路层自动重传(automatic repeat request, ARQ)技术来抵抗无线衰落信道下的差错。近年来研究人员基于 FEC 编码保护框架提出了一系列信源信道编码方案,例如在传输总码率固定的情况下分别采用速率兼容删余型卷积(RCPC)码^[3]、速率兼容删余型 Turbo(RCPT)码^[4]和速率兼容的低密度奇偶校验(RC-LDPC)码^[5]作为信道编码,使用动态规划算法求得最小化传输失真的不等重保护(unequal error protection, UEP)方案,以及在此基础上提出的基于混合自动重传(HARQ)协议的最佳 UEP 保护方案^[6,7]。另外,考虑到在无线多媒体传输系统中传输功率也是一种稀缺资源,因而如何结合渐进图像编码压缩码流的率失真特性寻找能使接收端重建质量达到最优的不

等重功率分配(unequal power allocation, UPA)方案,也是值得研究的课题。为此,Atzori 提出了基于拉格朗日乘子法的 UPA 方案^[8],但该传输框架并没有结合高效的信道编码保护算法;Torki 提出了基于并行搜索启发式优化算法的 UPA 方案^[9],并考虑 RS 码作为信道编码保护算法,但并没有将信道编码的编码效率和功率分配结合起来联合优化;Murrioni 提出了基于模拟退火算法的 UPA 方案^[10],该方案考虑了对信道状态信息(CSI)的实时适配,但并未考虑有效的信道编码保护方案和反馈重传协议。针对以往基于 UPA 的传输优化方案的不足,本文提出了基于自适应网格编码调制(adaptive trellis coded QAM, ATCQAM)系统的渐进图像编码传输框架,然后根据图像渐进编码特性以及实时反馈的 ARQ 和 CSI 信息,使用动态规划算法将编码调制模式和传输功率进行联合优化,以尽量减小图像的传输失真。仿真实验表明,由于充分利用了信道反馈信息及对编码调制和传输功率的联合优化,本文编码传输方案,相对于以往方案能够显著提高接收端图像的重建质量。

① 国家自然科学基金(60572081)资助项目。

② 男,1985年生,博士生;研究方向:多媒体通信;E-mail: zhaokai06@mails.tsinghua.edu.cn

③ 通讯作者,E-mail: tangkun@mail.tsinghua.edu.cn

(收稿日期:2011-11-15)

1 自适应网格编码调制(ATCQAM)

ATCQAM^[11]是一种基于卷积编码的自适应编码调制方案,能将卷积编码和调制映射巧妙结合起来,通过最大化传输信号的欧式距离实现对编码符号的有效保护。相对于一般自适应编码调制方案,它频谱利用率高、纠错性能好、译码复杂度低,依靠维特比算法即可实现高速编译码。具体而言,ATCQAM 核心的母码编码器是效率为 1/4,约束长度为 7 的卷积码,生成多项式分别为 $g_1 = [1111001], g_2$

$= [1011011], g_3 = [1110101]$ 和 $g_4 = [1001111]$ 。支持的频谱传输效率(编码调制模式)共 6 种,即 $\eta = \{0.5, 1, 2, 3, 4, 5\}$ 。当传输频谱效率为 1/2 时,每个编码比特经过母码编码器,输出 4 个 bit,映射成为 2 个 QPSK 符号;当频谱传输效率大于 1/2 时,首先将母码编码器凿孔,取生成多项式的前两行 g_1 和 g_2 作为生成多项式,再进行卷积编码,具体编码调制模式如表 1 所示。ATCQAM 系统在进行编码调制和解调时可以使用同一套网格图,这样便实现了码率兼容的编码调制框架。

表 1 ATCQAM 编码调制模式

频谱传输效率	编码调制映射模式
1/2	4 个编码比特 映射成为 2 个 QPSK 编码符号
1	2 个编码比特 映射成为 1 个 QPSK 编码符号
2	1 个未编码比特 + 2 个编码比特 映射成为 1 个 8PSK 编码符号
3	2 个未编码比特 + 2 个编码比特 映射成为 1 个 16QAM 编码符号
4	3 个未编码比特 + 2 个编码比特 映射成为 1 个 32QAM 编码符号
5	4 个未编码比特 + 2 个编码比特 映射成为 1 个 64QAM 编码符号

本文信道模型采用了通用的加性高斯白噪声(additive white gaussian noise, AWGN)信道和准静态衰落信道(quasi-static fading channel, QSFC),二者简单高效,被广泛应用于无线通信系统信道编码调制方案的设计和仿真。在 AWGN 信道中,设 γ 表示信道信噪比,而 $FER(m, \gamma)$ 表示编码调制模式为 m (频谱传输效率为 η_m bit/s/Hz)时,数据传输的误帧率。为了方便下文对 ATCQAM 系统传输功率和编码调制模式的联合优化,采用式

$$FER(m, \gamma) \approx \begin{cases} 1, & 0 \leq \gamma < \gamma_{th,m} \\ \alpha_m \cdot \exp(-\beta_m \cdot \gamma), & \gamma \geq \gamma_{th,m} \end{cases} \quad (1)$$

对 AWGN 信道下误帧率 $FER(m, \gamma)$ 和信道信噪比 γ 之间的关系进行曲线拟合,其中 α_m 和 β_m 是拟合参数。其物理意义是:记 $\gamma_{th,m} = \inf(\gamma, FER(m, \gamma) < 1.0)$ 为有效信道输入信噪比的下限,接收信噪比 γ 小于解码门限 $\gamma_{th,m}$,信道译码总是失败;而当 γ 超过解码门限 $\gamma_{th,m}$ 时,信道译码误帧率和输入信噪比呈现指数衰减的关系。观察图 1(a)可以看出,AWGN 信道下 ATCQAM 系统的误帧率和基于式(1)参数模型的拟合结果十分接近。而在 QSFC 信道下,设信道衰落因子 c 服从概率密度分布函数为 $f_{ca}(c)$ 的随机分布,则瞬时信噪比 γ 由瞬时分配功率 p 、因子 c 和高斯噪声双边功率谱密度 N_0 共同决

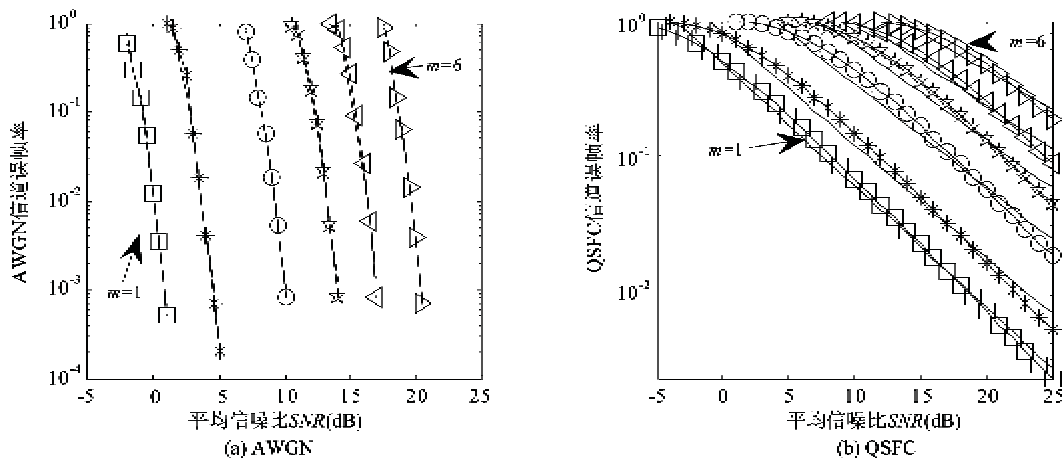


图 1 AWGN 和 QSFC 信道下 ATCQAM 系统误帧率性能

定,即 $\gamma = c \cdot p / (N_0/2)$ 。不失一般性,假设噪声功率谱密度 $N_0/2 = 1$, 且 $E\{c\} = 1$ 。根据式

$$FER_{QSFC}(m, p) = \int_0^\infty f_{csi}(c) \cdot FER(m, p \cdot c) d_c \quad (2)$$

将 $FER(m, \gamma)$ 在衰落因子概率空间内积分,则能得到 QSFC 信道下平均误帧率性能。图 1(b) 显示, QSFC 信道下误帧率基于参数模型的理论计算结果同实际仿真曲线十分贴近,进一步证实了式(1)拟合模型的精确性。

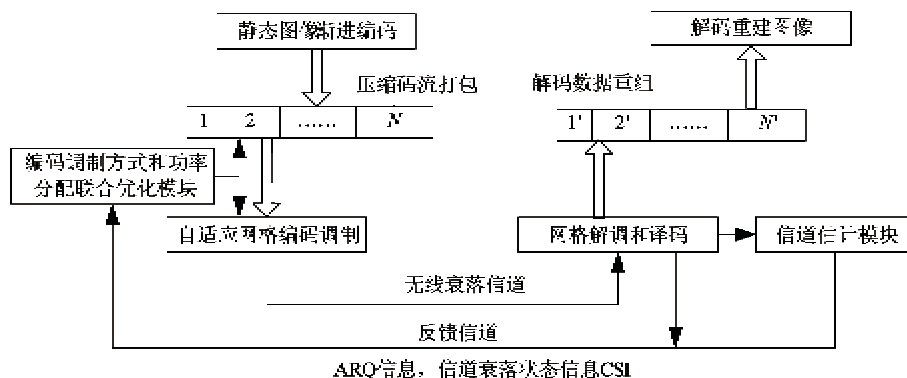


图2 基于 ATCQAM 系统和 HARQ 协议的渐进图像编码传输框架

定本次传输的最优编码调制模式和传输功率;然后, ATCQAM 编码器按照编码调制模式,从缓冲区读出相应的压缩码流数据,进行编码调制,形成符号帧长固定为 L_c 的数据帧;最后,根据分配的传输功率将编码调制数据帧送入无线信道。需要指出,这里考虑传输固定长度的信道数据帧,是为了便于接收端物理层同步、信道估计等模块的算法设计。

在接收端,首先,利用编码调制的网格图对无线信道收到的信道数据帧进行维特比译码,同时向发送端反馈反映信道实时衰落状况的 CSI 信息。接着,对译码结果进行数据校验。根据 HARQ 协议,如果传输成功,则放入信源解码缓冲区,并向发送端反馈 ACK(收到)信息;否则根据前人文献对图像渐进编码传输基本假设^[3-10](若第 i 个信源压缩数据包传输失败,则接收端就算收到第 $i+1$ 个数据包也没有意义),接收端通过反馈信道发送 NAK(未收到)信息,要求发送端在下个传输时隙,从码流缓冲区内重传成功的位置开始,重新编码保护和传输压缩数据。值得注意的是,重传时隙数据包的编码调制模式和传输功率不一定和原始发送时隙保持一致,它由联合优化模块根据信道 CSI 信息以及剩余功率重新决定。

基于如上编码框架和传输协议,设接收端延迟

2 基于 ATCQAM 和 HARQ 的渐进图像编码传输框架

图2为基于 ATCQAM 系统和 HARQ 协议的渐进图像编码传输框架。在发送端,首先,渐进图像编码器(SPIHT / JPEG2000)输出编码压缩码流到缓冲区;接着,编码模式选择和功率分配联合优化模块,根据压缩码流特性及信道反馈 ARQ 和 CSI 信息,确

约束为 T_0 个传输时隙,而发送端用于编码传输的总功率约束为 P_0 。设对于第 i 个 ($1 \leq i \leq T_0$) 时隙,编码调制模式和功率分配联合优化模块确定的模式和传输功率分别为 m_i ($1 \leq m_i \leq 6$) 和 p_i ,则实际尝试传送的压缩码流长度为 $L_s(i) = L_c \cdot \eta(m_i)$ 。其中 $\eta = \{0.5, 1, 2, 3, 4, 5\}$, 表示上一节中介绍的 ATCQAM 系统中 6 种编码模式所对应的频谱传输效率。在 AWGN 和 QSFC 信道下,第 i 个传输时隙的接收端解调译码的误帧率 $FER(m_i, p_i)$ 可以由式(1)和式(2)来计算。

显然,接收端重建图像的质量直接取决于全部时隙传送完成之后,接收端信源解码缓冲区内成功传输的码流长度。设 $L(i)$ 表示第 i 个传输时隙传输成功码流长度,若此时隙传输成功 $L(i) = L_s(i) = L_c \cdot \eta(m_i)$, 否则 $L(i) = 0$ 。这样,接收端重建图像的端对端失真可由式

$$\min E\{D\} = \sum_L J(L) \cdot P_r \left(\sum_{i=1}^{T_0} L_i = L \right) \quad \text{s. t.} \quad \sum_{i=1}^{T_0} p_i \leq P_0 \quad (3)$$

计算,其中函数 $J(\cdot)$ 是渐进图像编码的率失真特性函数,表明在给定编码截断长度时图像的编码失真。

事实上直接求解式(3)十分困难,原因是实际

通信系统中编码调制方式离散取值,每个时隙传送成功的码流长度,并不能根据香农信道容量公式显式计算。还有,传输信道是一个因果系统,发送端在优化配置第 i 个传输时隙的编码调制模式和传输功率时,并不能利用其后传输时隙的 CSI 信息。因此,可考虑将基于式(3)的全局优化问题分解为每个传输时隙下的局部最优化问题。具体讲,可定义第 i 个传输时隙的传输状态为 $S_i = \{L_{suc}, P_{rem}, T_{rem}\}$, 其中 L_{suc} 表示已经成功传输的压缩码流长度, P_{rem} 表示剩余可以利用的总功率, T_{rem} 表示剩余传输的总时隙数目。则第 i 个传输时隙的局部最优化问题可以归结为下式:

$$\begin{cases} \max E\{\Delta D_i\} = \max \{ [1 - FER(m_i, c_i, p_i)] \\ \cdot [D(L_{suc}) - D(L_{suc} + L_s(i))] \} \\ \text{s. t. } m_i \in \{1, 2, 3, 4, 5, 6\}, p_i \in [0, P_{rem}] \end{cases} \quad (4)$$

根据当前状态 S_i 和 CSI 信息 c_i , 通过分配编码调制模式 m_i 和传输功率 p_i , 最大化本时隙传输完成后给接收端重建图像带来的平均失真减小 $E\{\Delta D_i\}$ 。式(4)的求解涉及到三维状态变量 S_i , 十分复杂。为了进一步降低求解的难度,可考虑下式:

$$\begin{aligned} \max E\{\Delta D_i\} &\Rightarrow \max E\{\Delta L_i\} \\ &= \max \{ [1 - FER(m_i, c_i, p_i)] \\ &\cdot [L_c \cdot \eta(m_i)] \} \end{aligned} \quad (5)$$

即通过最大化接收端平均成功传送码流长度 $E\{\Delta L_i\}$ 来对式(4)进行间接求解。这样,第 i 个时隙的传输状态得以简化为二维变量 $S_i = \{P_{rem}, T_{rem}\}$ 。针对式(5)中对编码调制模式 m_i 和传输功率 p_i 的联合优化问题,下面提出了两种传输方案。

方案 1: 均匀功率分配和编码调制模式联合优化传输

考虑将每个传输时隙的功率均匀分配为 $\bar{p} = P_0/T_0$, 这样式(5)中的二维优化问题简化为式

$$\max E\{\Delta L_i, \bar{p}\} = \max \{ [1 - FER(m_i, c_i, \bar{p})] \cdot [L_c \cdot \eta(m_i)] \} \quad (6)$$

的一维优化问题,其物理意义是根据 CSI 信息 c_i , 选择合适的编码调制模式 m_i , 使得平均成功传输的码流长度最大。

观察到图 2 中自适应调制编码误帧率是传输功率的单调递减函数,而且编码传输模式越大(频谱传输效率越高),误帧率随着信噪比(传输功率)的变化率越缓慢,即 $FER'(m_i, p)$ 越小。所以式(6)对最优编码模式的求解可以转换为简单的门限比较操

作。具体地,令 $\gamma_{th}(0) = 0$, 接着根据式

$$\begin{aligned} FER(i, \gamma_{th}(i)) \cdot \eta(i) &= FER(i+1, \gamma_{th}(i)) \\ &\cdot \eta(i+1) \\ \forall i &\in [1, 5] \end{aligned} \quad (7)$$

算出编码模式切换的门限 $\{\gamma_{th}(1), \dots, \gamma_{th}(5)\}$ 。上述切换门限把正向数轴分成了 6 个区间,如果均匀分配值 $\bar{p} \in [\gamma_{th}(k), \gamma_{th}(k+1))$, 那么当前时隙的最优编码调制模式为 $m_i^* = k + 1$ 。

上述传输优化算法复杂度低,但显然存在明显缺陷:(1)若传输功率资源紧缺,而传输时隙资源较为富余,平均分配功率策略很可能造成每一个时隙信源压缩数据都传送失败,这样造成接收端解码缓冲区正确接收的码流长度很短,重建图像质量很差;(2)若某个时隙信道属于深度衰落,即使选择最小的编码调制模式,依然会造成接收端信道解调译码失败。

方案 2: 不等重功率分配和编码调制模式联合优化传输

针对方案 1 的缺陷,这里提出将不等重功率分配和编码调制模式进行联合优化的传输方案。因为在传输功率资源紧缺时,不等重功率分配算法可以将功率集中起来,保证较少时隙压缩码流数据的鲁棒传输,从而使接收端获得可观的图像质量。考虑到每个时隙的衰落状态是完全独立的,因此可以采用机会传输算法,即在信道处于深度衰落时,可以分配较小的传输功率(甚至不分配传输功率);而信道处于较好的状态时,可以分配较大的传输功率,保证高频谱传输效率的鲁棒数据传输。

事实上,考虑反馈 CSI 信息的渐进图像编码传输框架可以表示为图 3 的网格图。设第 i 个时隙分配的传输功率和编码调制模式分别为 p_i 和 m_i , 则当第 i 个传输时隙开始时,状态变量 S_i 可以表示为下式:

$$S_i = (P_{rem}, T_{rem}) = (P_0 - \sum_{k=1}^{i-1} p_k, T_0 - i) \quad (8)$$

无论数据帧传输成功与否,下一个传输时隙的状态都转移为 $S_{i+1} = (P_{rem} - p_i, T_{rem} - i)$ 。这个时隙的路径增益可以计算为 $M_i = L_c \cdot \eta(m_i) \cdot [1 - FER(p_i, m_i, c_i)]$, 物理意义即为传输成功的平均码流长度。这样共经过 T_0 个传输时隙,网格图的状态由 $S_{Start} = (P_0, T_0)$ 回到 $S_{End} = (0, 0)$ 。式(5)中最优的传输功率和编码调制模式的分配策略就是选择一条最优的路径,使得路径增益 $\sum M_i$ 最大。

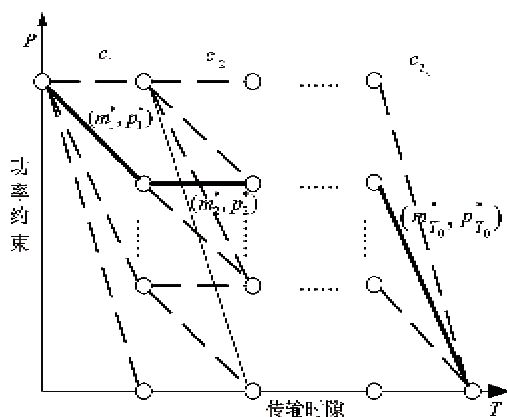


图3 不等重功率分配和编码调制模式联合优化网络图

显然,这个问题可以利用逆向动态规划算法来递归求解。考虑到发送端是否能通过反馈信道了解当前时隙的 CSI,分两种情况讨论式(5)对应动态规划模型的状态转移方程。若发送端可以得到当前时隙的 CSI,状态转移方程可以描述为下式:

$$\begin{cases} L_i^*(P_{rem}, c_i) = \max \{ L_C \cdot \eta(m_i) \\ \quad \cdot [1 - FER_{AWGN}(p_i \cdot c_i, m_i)] \\ \quad + \bar{L}_{i+1}^*(P_{rem} - p_i) \} \\ \bar{L}_i^*(P_{rem}) = E \{ \bar{L}_i^*(P_{rem}, c_i) \} \end{cases} \quad (9)$$

其中 $E\{\cdot\}$ 表示对该第 i 个传输时隙的 CSI 概率空间内的不同随机实现取期望。若发送端不能到当前信道衰落因子的状态信息,则只需要考虑衰落信道下的平均传输性能,状态转移方程可以简化为式

$$\begin{aligned} L_i^*(P_{rem}) = \max \{ & L_C \cdot \eta(m_i) \\ & \cdot [1 - FER_{QSF}(p_i, m_i)] \\ & + L_{i+1}^*(P_{rem} - p_i) \} \end{aligned} \quad (10)$$

基于以上状态转移方程,本节采用逆向动态规划算法求解式(5),详细步骤如下:

(1) 计算最后一个传输时隙 $i = T_0$ 时最优的编码传输模式选择和功率分配策略 $(m_{T_0}^*, p_{T_0}^*)$ 。此时剩余的时隙资源 $T_{rem} = 1$, 显然最优的功率分配策略是将全部功率资源 P_{rem} 分配到这唯一的传输时隙。而确定最优编码传输模式的方法和算法 1 类似,利用式(7)算出编码模式切换的门限 $\{\gamma_{th}(1), \dots, \gamma_{th}(5)\}$ 。如果 $p_i \in [\gamma_{th}(k), \gamma_{th}(k+1))$, 最后一个时隙的传输最优传输策略是 $(m_{T_0}^*, p_{T_0}^*) = (P_{rem}, k+1)$ 。记此时路径增益传输成功的码流最优值为 $L_{T_0}^*(P_{rem})$ 。图 4 给出了 AWGN、有 CSI 反馈 QSFC 及无 CSI 反馈 QSFC 三种信道情况在不同信噪比(功率)约束下,单个传输时隙平均正确接收归一

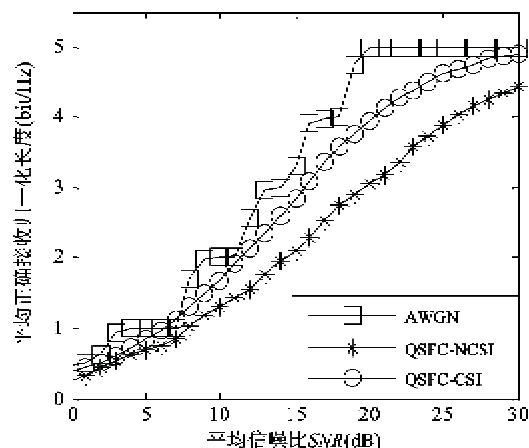


图4 单个时隙最佳传输方案

化长度 $E\{\Delta L/L_C\}$ 的最优值。

(2) 根据式(9)逐步递归计算 $i = T_0 - 1, T_0 - 2, \dots, 1$ 的最优的编码传输模式选择和功率分配策略。具体地,在第 i 个传输时隙,若信道衰落因子的随机实现为 c_i 时,根据式(9)计算出来当前时隙的最优传输策略 (m_i^*, p_i^*) , 接着求得在不同 CSI 随机实现下路径增益的期望,为下一步决策做好准备。如果不能获得信道衰落因子状态信息,则只需要考虑衰落信道下统计平均的传输性能,可以利用式(10)进行递推计算。

3 仿真结果和分析

为了全面验证本文基于 ATCQAM 系统和 HARQ 协议渐进图像编码传输优化方案的性能,本节首先通过对比和分析第 2 节提出的两个传输优化方案同以往不考虑信道反馈信息的方案之间的性能差异,说明不等重功率保护和信道反馈信息对于提升图像重建质量的重要意义;然后讨论在本文最优传输方案下,不同信道延迟时隙和功率约束参数对于接收端重建图像质量的影响。

下面介绍仿真实验中的信源、信道编码算法和传输参数。

(1) 信源编码采用 JPEG2000 算法作为渐进压缩编码算法,为了避免信源数据的单一性,采用了两幅典型图像—Lenna (512 × 512) 和 Goldhill (512 × 512) 进行实验。

(2) 信道编码调制方案采用 ATCQAM 算法框架,信道中传输的数据帧固定长度为 $L_c = 512$ 个编码符号,接收端的解调译码算法采用使得误帧率最小的维特比译码算法。

(3) 信道传输环境考虑 AWGN 信道和 QSFC 信道, 根据第 2 节中不失一般性的假设, 噪声双边功率谱密度为 $N_0/2 = 1$, 信道衰落因子 c 满足 $E\{c\} = 1$, 其中 QSFC 信道服从瑞利衰落模型, 信道衰落因子 c 服从概率密度函数为 $f_{c_{qsfc}}(c) = 1 - \exp(-c)$, $c \in [0, \infty)$ 的指数分布。图像客观质量采用峰值信噪比 (peak-signal noise ratio, PSNR) 来衡量。为了方便下文对不同传输优化方案的性能比较分析, 这里将本文和以往传输文献中的传输优化算法进行简单标记。本文第 2 节中方案 1 考虑均匀功率分配方案和最优的编码传输模式, 因此在 AWGN 信道下, 可以将其简记为 ARQ-EPA; 在 QSFC 信道下, 如果发送端可以结合反馈信道的 CSI 信息, 则传输优化方案可以简记为 ARQ-EPA-CSI, 否则简记为 ARQ-EPA-NCSI。类似的, 方案 2 将不等重功率分配方案和最优编码调制模式结合, 因此在 AWGN 信道下, 可以将其简记为 ARQ-UPA; 在 QSFC 信道下, 如果发送端可以结合反馈信道的 CSI 信息, 则传输优化方案可以简记为 ARQ-UPA-CSI, 否则简记为 ARQ-UPA-NCSI。以往传输文献都没有考虑信道的反馈重传信息, 其中 Turki 提出的基于遗传算法求出了结合信道编码保护的最好不等重功率分配传输优化方案^[9], 取得了目前可以看到的较优结果, 这里将其简记为 NARQ-UPA。

图 5(a) 和 (b) 分别给出了 Lenna 图像在 AWGN 信道下和 QSFC 信道中, 不同传输优化方案下接收

端重建图像的 PSNR。可以观察到:

(1) 等重功率分配方案 ARQ-EPA 相对于方案 NARQ-EPA 在 AWGN 和 QSFC 信道下, 分别取得了 0.3dB 和 12.0dB 的平均 PSNR 增益, 而不等重功率分配方案 ARQ-EPA 相对于方案 NARQ-EPA 在 AWGN 和 QSFC 信道下的平均 PSNR 增益将达到 3.6dB 和 14.4dB, 这充分说明考虑反馈重传的编码传输方案将提高接收端图像的重建质量 (在衰落信道下尤为显著)。

(2) 方案 ARQ-EPA-CSI 相比 ARQ-EPA-NCSI 能给接收端重建图像带来约为 1.0 dB 的平均 PSNR 增益, 方案 ARQ-UPA-NCSI 相比 ARQ-UPA-CSI, 也能带来 1.0dB 的平均 PSNR 增益, 这说明发送端如果可以从反馈信道中额外获得关于信道衰落的 CSI 信息, 接收端图像的重建质量将得到进一步的提升。

(3) 对比三组传输方案 AWGN-ARQ-EPA 和 AWGN-ARQ-UPA、QSFC-ARQ-EPA-NCSI 和 QSFC-ARQ-UPA-NCSI、及 QSFC-ARQ-EPA-CSI 和 QSFC-ARQ-UPA-CSI, 可以看出无论在 AWGN 或者 QSFC 信道下, 还是有 CSI 信息反馈, 采用基于动态规划的不等重功率分配策略都能够提高重建图像质量, 在平均信噪比较低时, PSNR 增益可达 7~8dB, 在平均信噪比较高时, 两种策略效果相当, PSNR 增益较小, 这是由于在功率预算比较充足时, 即使采用均匀分配功率的策略, 也能保证压缩码流数据的鲁棒传输。

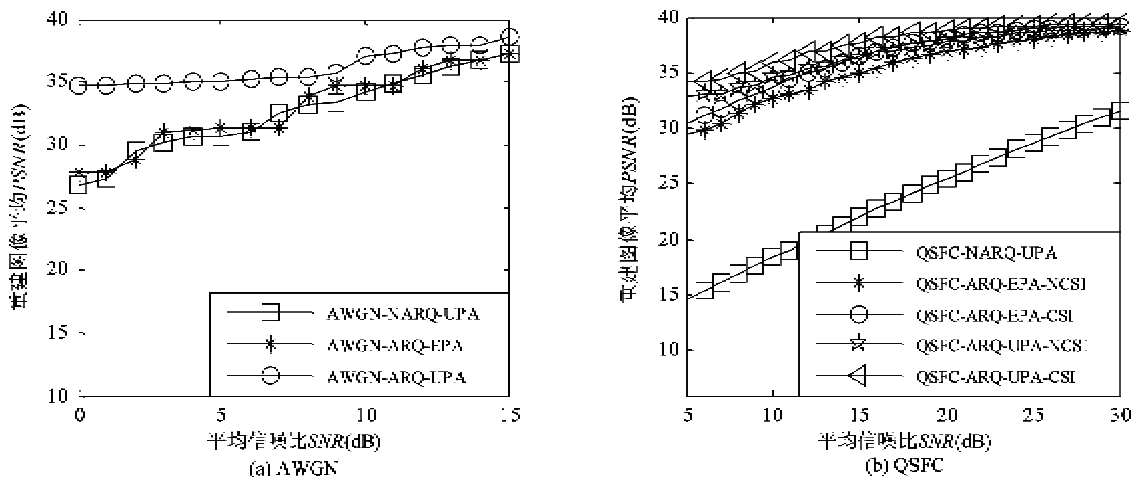


图 5 Lenna 图像不同编码传输方案对比 ($T_0 = 10$)

图 6 分析了 Lenna 和 Goldhill 在最优传输方案 ARQ-UPA-CSI 下, 不同延迟时隙 T_0 和功率 (平均信噪比) 约束参数对于重建图像质量的影响。通过观

察可以发现, 两幅测试图像呈现相似现象: (1) 当延迟时隙约束 T_0 较小时, 传输功率对于重建图像质量影响较大, 这是由于 T_0 较小, 传输过程的时域多样

性较小,多个时隙同处于深度衰落的概率较大,反之,大的时域多样性可以克服信道的时变衰落,使得图像传输质量对于信道条件不再敏感,而是随着传输功率的增大缓缓提升;(2)在同样的传输功率条

件下,随着 T_0 的增加,接收端重建图像的 PSNR 逐渐饱和,这是由于随着渐进编码压缩的码率不断提升,率失真曲线趋向平滑。

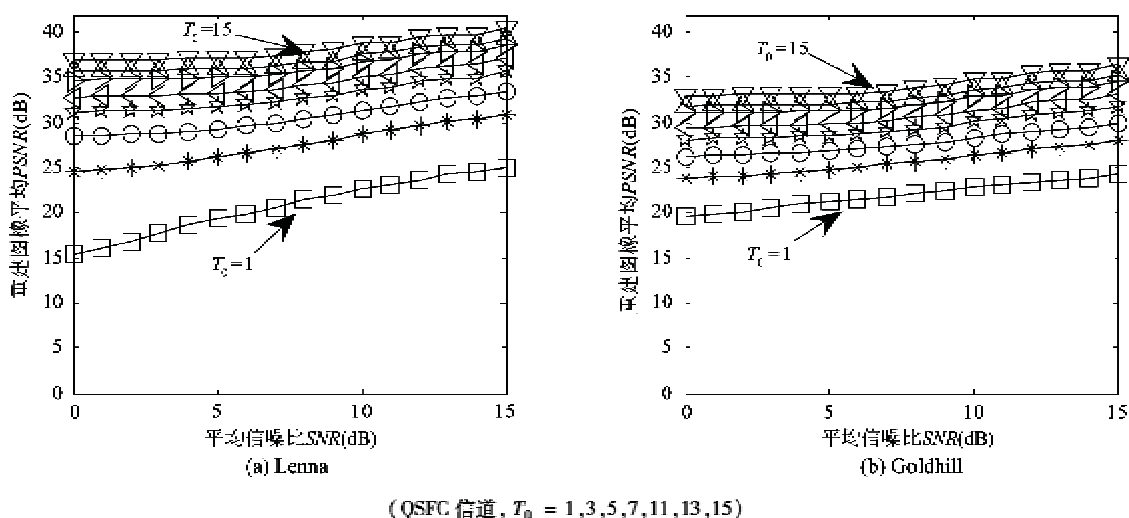


图6 最优编码传输方案'QSFC-ARQ-UPA-CSI'下延迟时隙和功率约束的影响

4 结论

在允许信息反馈的无线衰落信道下,本文提出了基于 ATCQAM 和 HARQ 协议的渐进图像编码传输框架,接着结合渐进图像编码特性和信道反馈信息,利用动态规划算法将压缩码流的编码调制模式和传输功率进行了联合优化,以减小图像端对端传输失真。实验结果表明,通过对反馈信息的有效利用及对编码调制模式和功率分配的联合优化,接收端重建图像质量得到显著提高。考虑到实际反馈信道带宽有限,下一步研究的方向是重点关注有限比特反馈信息情况下渐进图像编码传输方案的设计和

参考文献

- [1] Said A, Pearlman W A. A new fast and efficient image codec based on set partitioning in hierarchical trees. *IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology*, 1996, 6(3): 243-250
- [2] Skodras A, Christopoulos C, Ebrahimi T. The JPEG2000 still image compression standard, *IEEE Signal Processing Magazine*, 2001, 18(5):36-58
- [3] Chande V and Farvardin N. Progressive transmission of images over memoryless channels. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2000, 18(6): 850-860
- [4] Banister B, Belzer B, Fischer T. Robust image transmission using JPEG2000 and Turbo-codes. *IEEE Signal Processing Letters*, 2002, 9(4): 117-119
- [5] Pan X, Cuhadar A, Banihashemi A H. Combined source and channel coding with JPEG2000 and rate compatible low-density parity-check codes. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2006, 54(3): 1160-1164
- [6] Nosratinia A, Lu J, Zhang B A. Source-Channel rate allocation for progressive transmission of images. *IEEE Transactions On Communications*, 2003, 51(2): 186-196
- [7] Cao L. On the unequal error protection for progressive image transmission. *IEEE Transactions On Image Processing*, 2007, 16(9): 2384-2388
- [8] Atzori L. Transmission of JPEG2000 images over wireless channels with unequal power distribution. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 2003, 49(4): 883-888
- [9] Toriki M, Hajshirmohammadi A. Unequal power allocation for transmission of JPEG2000 images over wireless channels. In: Proceedings of the Global Telecommunications Conference, Honolulu, USA, 2009. 1-6
- [10] Murrioni M. A power-based unequal error protection system for digital cinema broadcasting over wireless channels. *Signal Processing: Image Communication*, 2007, 22(3):331-339
- [11] Lau V and Macleod M D. Variable-rate adaptive trellis coded QAM for flat-fading channels. *IEEE Transactions on Communications*, 2001, 49(9): 1550-1560

A robust transmission scheme for progressive coded images based on ATCQAM system and HARQ protocol

Zhao Kai, Cui Huijuan, Tang Kun

(Tsinghua National Laboratory for Information Science and Technology, Department of Electronic Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084)

Abstracts

The transmission of progressive images over wireless fading channels was studied, and a novel scheme for transmission of progressive coded images over wireless fading channels based on adaptive trellis coded quadrature amplitude modulation (ATCQAM) system and the hybrid automatic repeat request (HARQ) protocol was proposed. Unlike previous robust transmission schemes, the proposed scheme fully considers both automatic repeat request (ARQ) information and channel state information (CSI) provided by feedback channels. To decrease the end-to-end distortion of reconstructed images, the proposed scheme jointly optimizes coded modulation modes with transmission power by using the backward dynamic programming algorithm. The simulation results show that compared with previous schemes without considering channel feedback information, the proposed scheme can enhance the quality of reconstructed images significantly. Channels, this scheme can achieve the average PSNR gain of 3.6dB over additive white Gaussian noise (AWGN) and 14.4dB over quasi-state fading channels.

Key words: progressive image, coding, unequal power allocation (UPA), adaptive trellis coded quadrature amplitude modulation (ATCQAM), hybrid automatic repeat request (HARQ), backward dynamic programming