

文章编号:1007-5321(2021)01-0059-07

DOI:10.13190/j.jbupt.2020-099

联合编码的中继系统不等错误保护机制

陈 辰, 周 林, 陈启望, 陈 燕, 贺玉成

(华侨大学 信息科学与工程学院, 厦门 361021)

摘要: 在多样化信息传输的通信系统中,若无差别地传输具有不同统计特性与不同重要性的信源,将带来能量资源的浪费. 鉴于此,以信源特性为依据,提出了一种结合联合编码与中继译码转发的不等错误保护编译码方案. 在发送端,针对经离散余弦变换后图像信源的统计特性和重要性程度采取相应的传输策略;对熵值较小且重要程度不高的高频信息进行信源压缩,提高传输效率;对重要程度较高的低频信息利用中继进行二次信道编码,实现不等保护. 在接收端,设计多模块联合迭代译码方式,充分利用不同传输策略下不同形式的信源信息,提升系统性能. 理论分析和仿真结果表明,对比传统方案,所提方案在相同的峰值信噪比下,有 1 dB 以上的信噪比增益.

关 键 词: 不等错误保护; 中继协作; 联合信源信道编码; 图像传输

中图分类号: TN911.22

文献标志码: A

Unequal Error Protection Scheme Based on Joint Coding for Relay Systems

CHEN Chen, ZHOU Lin, CHEN Qi-wang, CHEN Yan, HE Yu-cheng

(School of Information Science and Engineering, Huaqiao University, Xiamen 361021, China)

Abstract: In the mobile communication system with diversified information transmission, if the sources with different statistical characteristics and different importance are transmitted without difference, the energy resources would be wasted. Therefore, based on the characteristics of the source, an unequal error protection scheme combining joint source channel coding in relay system is proposed. The proposed scheme adopts different transmission strategies according to the source statistical characteristics and the importance; the high frequency information with low entropy and less importance is compressed to improve the transmission efficiency, and the low frequency information with more importance is coded once more in relay to provide more protection. At the receiver, a joint decoding method including multiple module iterations is designed to improve system performance by making full use of the different representation of the source information under different transmission strategies. Analysis and simulation show that compared with the traditional schemes, the proposed scheme has more than 1 dB performance gain under the same peak signal-to-ratio.

Key words: unequal error protection; relay cooperation; joint source channel coding; image transmission

中继传输方案与信道编译码技术的结合是现代通信系统中的研究热点之一. 通过信源节点、中继

节点和目标节点之间的协作,能明显降低信息传播过程中的错误扩散概率,增强系统的纠错能力^[1-3].

收稿日期: 2020-07-29

基金项目: 国家自然科学基金青年项目(61901182); 福建省自然科学基金青年项目(2020J05056); 华侨大学引进人才项目

作者简介: 陈 辰(1990—), 女, 讲师, 硕士生导师.

通信作者: 周 林(1982—), 男, 副教授, 硕士生导师, E-mail: linzhou@hqu.edu.cn.

近年来,国内外学者在中继系统编译码方面开展了大量的研究工作。低密度校验(LDPC, low-density parity-check)码^[4]作为性能逼近香农极限的好码之一,已被应用于中继通信系统中。苏等^[1]基于码率兼容LDPC码提出了多中继选择的速率自适应中继协作传输体制。李等^[2]提出了一种基于LDPC乘积编码的中继编码方案。鉴于原模图LDPC码^[5]具有结构化及低复杂性的特点,Nguyen等^[3]设计了多码率的双层原模图LDPC码,在译码转发协议下能够达到接近理论的码率。但大多关于中继系统的编译码设计,都未考虑到输入信源本身的特性。因此,上述方案往往更适用于无冗余且具有相同重要性的信源。

考虑到未来移动通信对于时延、成本、复杂度等资源的限制,使得无残留冗余的信源编码难以实现。因此,中继系统的输入信息往往残留一些信源冗余信息。并且,在未来移动通信的多样化信息需求下,输入的信息可能存在不同的重要性。因此,如何在中继系统中将信源特性考虑进来,对实现高可靠和高效的多样化传输至关重要。

联合信源信道的编码(JSCC, joint source channel coding)^[6-7]是充分利用信源编码残留冗余信息的有效方案。当信源未被压缩或是信源编码未完全消除信源的冗余信息时,这部分冗余信息能够为接收端所利用,进一步抵抗信道噪声影响,改善系统整体性能。Fresia等^[6]提出了一种利用2个LDPC码,完成信源压缩与信道纠错的JSCC系统。Chen等^[7]进一步针对该系统提出了信源码与信道码的联合优化算法。但上述JSCC方案仅考虑了信源编码后比特信息的不等概率,未考虑信源的不等重要性。

不等错误保护(UEP, unequal error protection)^[8-11]能够针对不同重要性的数据采取不同强度的保护。在相同的信噪比条件下,UEP方案能够更合理的分配资源,从而获得比等保护方案更优越的性能。以图像传输为例,图像经过分块离散余弦变换(DCT, discrete cosine transform)之后,将分为低频信息(包含直流信息)和高频信息。低频信息包含了一幅图像中最重要的信息,而高频信息描述的是图像的细节信息,属于图像的次要信息。UEP方案可以有效地保护图像信息中更重要的数据,提高重构图像的质量和通信的有效性。Wu等^[8]提出基于掩蔽技术的准循环LDPC码,构造出不同比例的UEP准循环LDPC码。Xu等^[9-11]提出了基于联合信源信

道编译码的UEP方案,实现对图像低频信息的重点保护。但该方案对高频信息和低频信息采用相同码率的信源压缩,这会导致低熵值的高频信息压缩后冗余过大,而高熵值的低频信息,则需提前补零降低熵值,以适应同一码率的信源压缩,从而引入了多余的传输比特,降低了传输效率。因此,对不同统计特性的信源采用同样的信源压缩方式,未能实现对信源信息的充分利用。

因此,针对信源的不同统计特性与不同重要性设计不同的传输策略是一个关键环节。并且,如何在接收端将不同传输策略下不同形式的信源信息融入译码端,从而充分利用信源信息降低功耗,对提高系统性能起到重要作用。鉴于此,将联合信源信道编码引入中继系统,并对具有不同重要程度和不同统计特性的信息采用不同的传输保护策略:根据信源统计特性决定是否进行信源压缩;根据重要程度决定是否利用中继进行双重信道编码。在译码端根据传输策略,设计了联合信源译码器、信道译码器与中继信道译码器的多模块联合迭代译码,从而充分利用信源信息(不等重要性、信源统计特性与信源编码残留冗余),实现低功耗和高效的传输。

1 系统描述

由信源节点、中继节点和目的节点组成的中继系统模型如图1所示。信源节点S对图像进行DCT、量化和编码后,将信息传递给中继节点与目的节点。考虑到经过DCT后的高频信息与低频信息具有不同的重要性和信源统计特性,信源节点S对高频信息与低频信息分别采用不同的传输策略。

由于高频信息与低频信息熵值差距较大,因此在信源节点S处采用不同的编码方式。如图1所示,对于熵值较小的高频信息,采用了信源压缩级联信道编码的方式,以提升传输效率。而对于熵值较大的低频信息,仅采用信道编码。由于低频信息与高频信息的重要性不同,因此在中继节点处仅对重要性程度较高的低频信息进行译码转发。

目的节点D在接收到信源节点和中继节点的信息后,采用多模块联合迭代译码算法进行译码,进一步利用低频信息的冗余信息、高频信息的信源编码残留冗余信息与中继节点引入的校验信息。

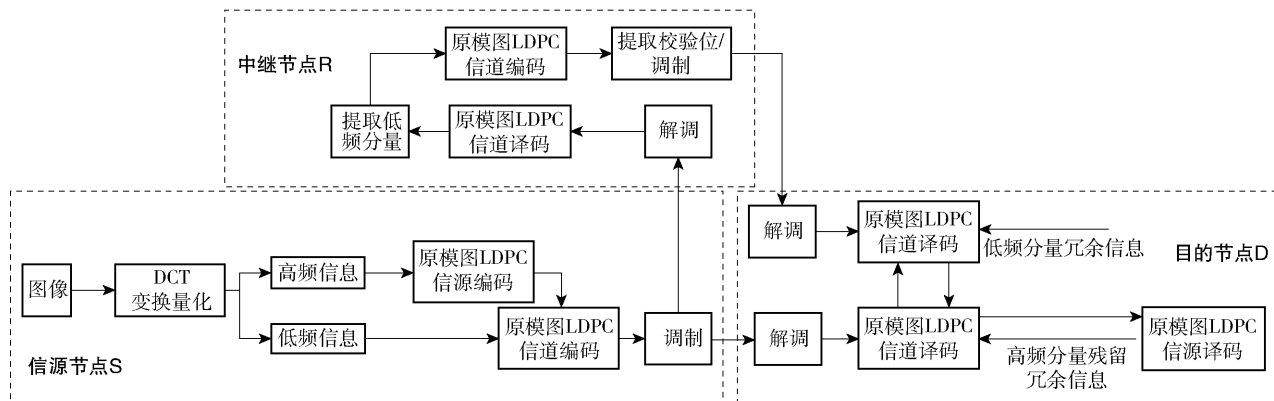


图 1 基于联合信源信道编码的不等差错保护中继系统模型

2 不等错误保护方案

2.1 编码实现

共采用 3 个原模图 LDPC 码进行编码。其中, 信源编码的原模图 LDPC 码的校验矩阵设为 \mathbf{H}_s (维数为 $m_s \times n_s$)。信源节点 S 处的信道编码采用校验矩阵和生成矩阵分别为 \mathbf{H}_{c1} (维数为 $m_{c1} \times n_{c1}$) 与 \mathbf{G}_{c1} 的原模图 LDPC 码。中继节点 R 处采用校验矩阵和生成矩阵分别为 \mathbf{H}_{c2} (维数为 $m_{c2} \times n_{c2}$) 与 \mathbf{G}_{c2} 的原模图 LDPC 码进行信道编码。

图像经过 DCT 与量化后, 分为高频信息与低频信息。对两者分别进行分帧处理, 得到每一帧的高频信息比特流 \mathbf{i}_H 与低频信息比特流 \mathbf{i}_L 。采用信源原模图 LDPC 码对 \mathbf{i}_H 进行信源编码, 生成高频信息码字:

$$\mathbf{b} = \mathbf{H}_s \mathbf{i}_H \quad (1)$$

合并低频信息与高频信息码字得到 $\mathbf{i}^* = [\mathbf{i}_L, \mathbf{b}]$, 并利用原模图 LDPC 码进行信道编码:

$$\mathbf{x}_{SN} = \mathbf{G}_{c1}^T \mathbf{i}^* \quad (2)$$

其中 \mathbf{x}_{SN} 为信源节点发送的信息。中继节点先对接收的信息进行信道译码, 提取出低频信息 \mathbf{i}_L 后, 再利用另一个信道原模图 LDPC 码对低频信息进行二次信道编码:

$$\mathbf{x}_{RN} = \mathbf{G}_{c2}^T \mathbf{i}_L \quad (3)$$

得到码字 \mathbf{x}_{RN} 后, 删余信息比特, 仅将校验比特传输到目的节点。

2.2 多模块联合迭代译码

接收端的多模块联合迭代译码如图 2 所示。系统的译码器由 1 个信源译码器和 2 个信道译码器组成。

由于高频信息先经过信源编码, 再进行信道编

码。因此, 信道码的校验矩阵 \mathbf{H}_{c1} 中的 m_s 个变量节点与信源码校验矩阵 \mathbf{H}_s 的校验节点对应连接, 如图 2 所示。类似地, 由于中继节点对低频信息进行二次信道编码, 校验矩阵 \mathbf{H}_{c2} 中的信息位与校验矩阵 \mathbf{H}_{c1} 中的低频信息位对应连接。通过似然信息在 3 个校验矩阵中的传递与更新, 构成多模块联合迭代译码结构, 在不断的迭代过程中提高译码器输出的预估码字似然信息的准确性。基于此, 高频信息信源编码后的残留冗余信息量与中继节点带来的额外信息量可以在译码端进一步利用, 从而提高译码性能。

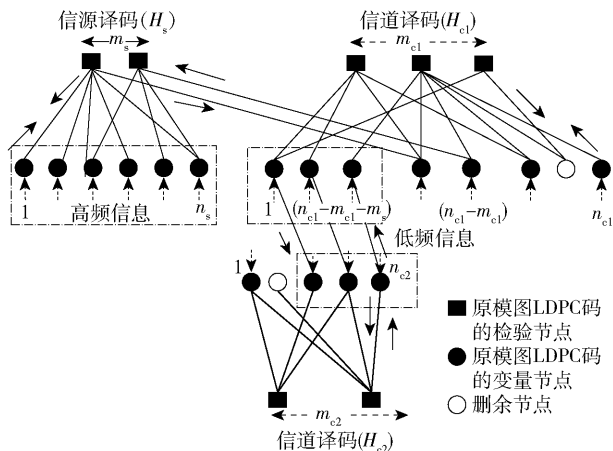


图 2 多模块迭代联合译码

联合译码的每次迭代过程, 先分别进行 3 个模块内部迭代, 再进行模块间的迭代。设 3 个模块: 信源译码器 (校验矩阵为 \mathbf{H}_s)、信道译码器 1 (校验矩阵为 \mathbf{H}_{c1})、信道译码器 2 (校验矩阵为 \mathbf{H}_{c2}) 的最大内部迭代次数分别为 K_s, K_{c1} 与 K_{c2} , 最大全局迭代次数为 K_g 。

为了译码过程表述方便, 定义 14 个符号变量。其中: k_s, k_{c1}, k_{c2}, k_g 分别表示信源译码器、信道译码

器1、信道译码器2与模块间的迭代译码过程中的当前迭代次数。

1) $m_{c,v}^{s(k_s)} (m_{v,c}^{s(k_s)})$: 表示 H_s 的第 c 个校验节点 (第 v 个变量节点) 向第 v 个变量节点 (第 c 个校验节点) 传递的似然信息;

2) $m_{c,v}^{c1(k_{c1})} (m_{v,c}^{c1(k_{c1})})$: 表示 H_{c1} 的第 c 个校验节点 (第 v 个变量节点) 向第 v 个变量节点 (第 c 个校验节点) 传递的似然信息;

3) $m_{c,v}^{c2(k_{c2})} (m_{v,c}^{c2(k_{c2})})$: 表示 H_{c2} 的第 c 个校验节点 (第 v 个变量节点) 向第 v 个变量节点 (第 c 个校验节点) 传递的似然信息;

4) $m_c^{s \rightarrow c1(k_g)}$: 表示 H_s 的第 c 个校验节点向相连的信道码的变量节点传递的似然信息;

5) $m_v^{c1 \rightarrow s(k_g)}$: 表示 H_{c1} 的第 v 个变量节点向相连的信源码的校验节点传递的似然信息;

6) $m_v^{c1 \rightarrow c2(k_g)} (m_v^{c2 \rightarrow c1(k_g)})$: 表示 $H_{c1} (H_{c2})$ 的第 v 个变量节点向相连的 $H_{c2} (H_{c1})$ 的变量节点传递的似然信息;

7) Z_v^s : 信源码变量节点初始似然信息;

8) Z_v^{ch} : 信道码校验节点初始似然信息;

9) $Z_{v,L}^{ch} (Z_{v,H}^{ch})$: 信道码变量节点中的低频 (高频) 信息位初始似然信息;

由于3个模块之间的连接一一对应,所以在描述3个模块间似然信息传递时 ($m_c^{s \rightarrow c1(k_g)}$ 、 $m_v^{c1 \rightarrow s(k_g)}$ 、 $m_v^{c1 \rightarrow c2(k_g)}$ 与 $m_v^{c2 \rightarrow c1(k_g)}$), 为了表述简洁,只保留发送端的节点 (c 与 v)。此外,当 k_s, k_{c1}, k_{c2}, k_g 取值为0时,1)~6)中符号变量取值皆设为0。

多模块联合迭代译码过程如下:

2.2.1 信源译码器

1) 初始似然信息计算

变量节点的初始似然信息为

$$Z_v^s = \ln[(1-p)/p] \quad (4)$$

其中 p 为信源二进制比特为1的概率。

2) 变量节点与校验节点之间的似然信息传递

$$m_{v,c}^{s(k_s)} = Z_v^s + \sum_{c' \neq c} m_{c',v}^{s(k_s-1)}, v=1,2,\dots,n_s \quad (5)$$

$$m_{c,v}^{s(k_s)} = \text{sign}(m_v^{c1 \rightarrow s(k_g)}) \times \prod_{v' \neq v} \text{sign}(m_{v',c}^{s(k_s)}) \times \varphi \left[\varphi(m_v^{c1 \rightarrow s(k_g)}) + \sum_{v' \neq v} \varphi(m_{v',c}^{s(k_s)}) \right],$$

$$c=1,2,\dots,m_s \quad (6)$$

其中 $\varphi(x) = \ln \left(\frac{e^x + 1}{e^x - 1} \right)$ 。

3) 重复式(5)、式(6)直至 $k_s = K_s/K_g$ 。

2.2.2 信道译码器1

1) 初始似然信息计算

校验比特的信道初始信息为

$$Z_v^{ch} = \Psi(v) \frac{2y_v}{\sigma^2} \quad (7)$$

其中: y_v 为译码器接收到的信息; σ^2 为高斯噪声方差; $\Psi(v)$ 为删余节点判断函数,若节点 v 为删余节点,则 $\Psi(v)$ 取值为0,否则取值为1。

信息比特中,低频信息的初始似然信息 $Z_{v,L}^{ch}$ 不仅与信道状态有关,还与低频信息二进制比特为1的概率 p 有关:

$$Z_{v,L}^{ch} = \ln \frac{P(s_L=0|y)}{P(s_L=1|y)} = \ln[(1-p)/p] + Z_v^{ch} \quad (8)$$

高频信息压缩后比特的初始似然信息为

$$Z_{v,H}^{ch} = \ln \frac{P(b=0|y)}{P(b=1|y)} = \ln \frac{P(b=0)}{P(b=1)} + Z_v^{ch} \quad (9)$$

式中, $\ln \frac{P(b=0)}{P(b=1)}$ 部分为高频信息压缩后的残留冗余似然信息,在迭代过程中由 H_s 向 H_{c1} 传输。

2) 变量节点与校验节点之间的似然信息传递

$$m_{v,c}^{c1(k_{c1})} = \begin{cases} Z_{v,L}^{ch} + \sum_{c' \neq c} m_{c',v}^{c1(k_{c1}-1)} + m_v^{c2 \rightarrow c1(k_g-1)}, \\ \quad v=1,2,\dots,n_{c1} - m_{c1} - m_s \\ Z_{v,H}^{ch} + m_c^{s \rightarrow c1(k_g-1)} + \sum_{c' \neq c} m_{c',v}^{c1(k_{c1}-1)}, \\ \quad v=n_{c1} - m_{c1} - m_s + 1, \dots, n_{c1} - m_{c1} \\ Z_v^{ch} + \sum_{c' \neq c} m_{c',v}^{c1(k_{c1}-1)}, \\ \quad v=n_{c1} - m_{c1} + 1, \dots, n_{c1} \end{cases} \quad (10)$$

$$m_{c,v}^{c1(k_{c1})} = \prod_{v' \neq v} \text{sign}(m_{v',c}^{c1(k_{c1})}) \varphi \left[\sum_{v' \neq v} \varphi(m_{v',c}^{c1(k_{c1})}) \right],$$

$$c=1,2,\dots,m_{c1} \quad (11)$$

3) 重复式(10)、式(11)直至 $k_{c1} = K_{c1}/K_g$ 。

2.2.3 信道译码器2

1) 初始似然信息计算

校验矩阵 H_{c2} 中,校验比特与信息比特的信道初始信息计算分别由式(7)与式(8)获得。

2) 变量节点与校验节点之间的似然信息传递

$$m_{v,c}^{c2(k_{c2})} = \begin{cases} Z_{v,L}^{ch} + \sum_{c' \neq c} m_{c',v}^{c2(k_{c2}-1)} + m_v^{c1 \rightarrow c2(k_g-1)}, v=1,2,\dots,n_{c2} - m_{c2} \\ Z_v^{ch} + \sum_{c' \neq c} m_{c',v}^{c2(k_{c2}-1)}, v=n_{c2} - m_{c2} + 1, \dots, n_{c2} \end{cases} \quad (12)$$

$$m_{c,v}^{c2(k_{c2})} = \prod_{v' \neq v} \text{sign}(m_{v',c}^{c2(k_{c2})}) \times \varphi \left[\sum_{v' \neq v} \varphi(m_{v',c}^{c2(k_{c2})}) \right],$$

$$c = 1, 2, \dots, m_{c2} \quad (13)$$

3) 重复式(12)、式(13)直至 $k_{c2} = K_{c2}/K_g$.

2.2.4 模块间的迭代译码

$$m_v^{c1 \rightarrow s(k_g)} = Z_{v_H}^{\text{ch}} + \sum_{c'} m_{c',v}^{c1(k_{c1}-1)},$$

$$v = n_{c1} - m_{c1} - m_s + 1, \dots, n_{c1} - m_{c1} \quad (14)$$

$$m_c^{s \rightarrow c1(k_g)} = \prod_{v'} \text{sign}(m_{v',c}^{s(k_s)}) \times \varphi \left[\sum_{v'} \varphi(m_{v',c}^{s(k_s)}) \right],$$

$$c = 1, 2, \dots, m_s \quad (15)$$

$$m_v^{c1 \rightarrow c2(k_g)} = Z_{v_L}^{\text{ch}} + \sum_{c'} m_{c',v}^{c1(k_{c1}-1)},$$

$$v = 1, 2, \dots, n_{c1} - m_{c1} - m_s \quad (16)$$

$$m_v^{c2 \rightarrow c1(k_g)} = Z_{v_L}^{\text{ch}} + \sum_{c'} m_{c',v}^{c2(k_{c2}-1)},$$

$$v = 1, 2, \dots, n_{c2} - m_{c2} \quad (17)$$

2.2.5 后验 LLR 值计算

信源译码器 H_s 的变量节点的最后验似然值 L_s 、信道译码器 H_{c1} 的变量节点后验似然信息 L_{c1} 与信道译码器 H_{c2} 的变量节点的后验似然信息 L_{c2} , 如下所示:

$$L_s = Z_v^s + \sum_c m_{c,v}^{s(k_s)}, v = 1, \dots, n_s \quad (18)$$

$$L_{c1} =$$

$$\begin{cases} Z_{v_L}^{\text{ch}} + \sum_c m_{c,v}^{c1(k_{c1})}, & v = 1, 2, \dots, n_{c1} - m_{c1} - m_s \\ Z_{v_H}^{\text{ch}} + \sum_c m_{c,v}^{c1(k_{c1})}, & v = n_{c1} - m_{c1} - m_s + 1, \dots, n_{c1} - m_{c1} \end{cases} \quad (19)$$

$$L_{c2} = Z_{v_L}^{\text{ch}} + \sum_c m_{c,v}^{c2(k_{c2})}, v = 1, 2, \dots, n_{c2} - m_{c2} \quad (20)$$

对 L_s 、 L_{c1} 与 L_{c2} 进行软判决译码, 若后验似然信息大于 0, 则判决为 1; 否则, 则判决为 0. 对于信源译码器判决后得到的估计信息序列 \hat{U}_s , 如果满足 $\hat{U}_s H_s^T = 0$, 则信源译码器译码成功. 若 3 个译码器均校验成功, 则停止迭代译码过程并输出最终的估计信息序列. 否则, 重复迭代译码直到满足校验方程或到达最大的模块间迭代次数 K_g .

3 性能与分析

由于所提方案在译码端引入了高频信息压缩后的残留冗余信息、低频信息的信源统计信息以及中继额外提供的校验信息, 因此设定了 2 种方案作为对比: 方案一, 仅引入高频信息压缩后的残留冗余信息; 方案二, 引入高频信息压缩后的残留冗余信息与低频信息的信源统计信息. 并将所提方案与 Xu 等^[9-11]提出的不等错误保护方案, 以及 Nguyen 等^[3]提出的中继编码方案对比.

假设重点保护的低频信息占总信源信息的 1/4, 剩余 3/4 为非重点保护的高频信息. 信源节点到目的节点与中继节点到目的节点的信道均为高斯白噪声信道, 且信噪比相等. 信源节点处的信源编码采用码率为 1/5 的 R4JA 码. 信源节点和中继节点处的信道编码均选择码率为 2/3 的 AR3A 码. 则系统总体传输速率(包含中继传输信息)约为 1 (39/40). 由于方案一与方案二中未采用中继节点, 为保证提出方案的总体传输速率与对比方案总体传输速率接近, 方案一与方案二中的信道编码采用未删余的 AR3A 码, 码率为 4/7.

图 3 所示为 3 幅测试图像(lena、pepper、x_ray)的原始图像与 3 种不同方案下的重构图. 其中, 3 种

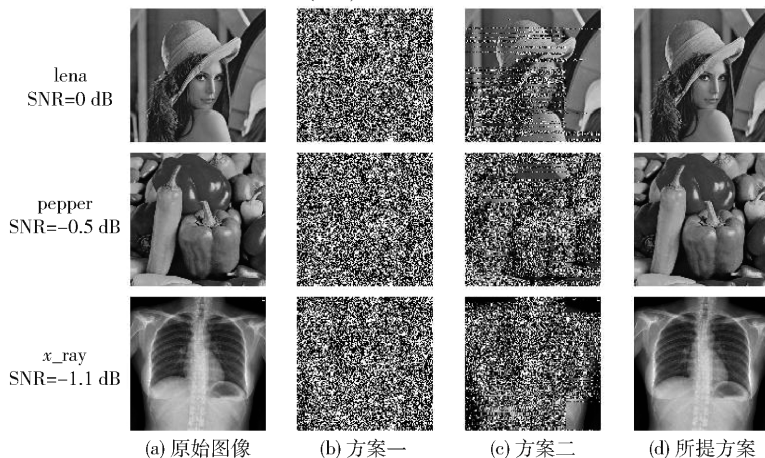


图 3 3 种方案的重构图像对比

方案的最大全局迭代次数与模块内最大迭代次数均设为50. 传输信噪比分别设为0 dB、-0.5 dB与-1.1 dB. 可以发现,所提算法的重构图像质量在不同信噪比下都明显优于其他方案传输的图像质量.

图4所示为3种方案的重构图像在不同信噪比条件下的峰值信噪比(PSNR, peak signal-to-noise ratio)对比. 其中,方案一与方案二采用的阈值为1.35 dB的AR3A码进行信道纠错. 方案一在译码端引入了高频信息压缩后的残留冗余信息,因此能够降低系统译码阈值,即在信噪比低于1.35 dB时正常译码. 由图4可知,方案一中的x_ray重构图片在1.2 dB处即可恢复. 而方案二在方案一的基础上引入了低频信息的信源统计信息,进一步降低了译码阈值. 因此,能够在0.8 dB的信噪比下达到最大PSNR值. 而所提方案除了引入低频信息的信源统计信息和高频信息压缩后的残留冗余信息,还增加了低频信息二次纠错编码的校验位信息,实现了重要信息的二次保护,从而获得了更好的图片恢复质量. 如图4所示,所提算法在信噪比为-0.8 dB时,3幅恢复图像的PSNR均已经达到最高.

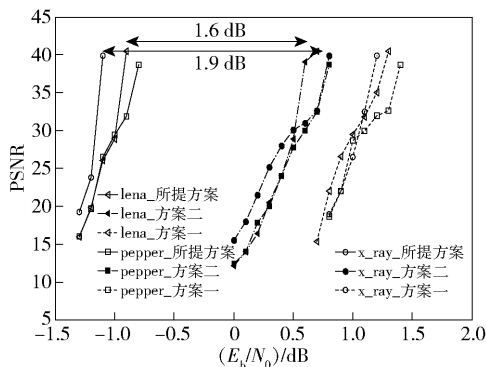


图4 3种方案重构图像在不同信噪比下的PSNR值对比

为进一步对比迭代次数对性能的影响,图5所示为3种方案在不同的最大迭代次数下重构图像的PSNR值. 其中,3种方案的模块间最大迭代次数均设为 K . 且信噪比均为0 dB. 由图5可知,当 K 值较小时,3种方案性能接近. 但随着 K 值增大,所提方案迅速收敛,在最大迭代次数 $K=12$ 时,3幅重构图片均达到最大PSNR值. 而其余2种对比方案在 $K=70$ 时均未能收敛至最大PSNR值. 因此,与对比方案相比,所提方案采用的多模块联合迭代,虽然增加了设计复杂度,但通过联合迭代引入的高频信息压缩后的残留冗余信息、低频信息统计特性与校验

信息,能够有效提升译码性能,使得迭代译码迅速收敛,大大减小了译码迭代次数.

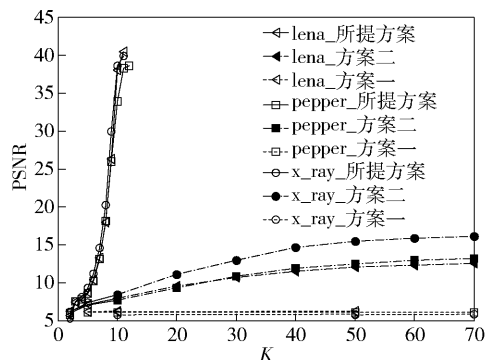


图5 3种方案重构图像在不同最大迭代次数 K 下的PSNR值对比

所提方案可进一步与文献[9-10]中的不等错误保护方案对比. 该对比方案^[9-10]针对lena图,在整体传输速率为0.43比特/符号的情况下,于信噪比为0 dB处达到最大PSNR值. 而所提方案,在整体传输速率约为1比特/符号的情况下,在信噪比为-0.9 dB处达到最大PSNR值. 文献[11]中针对x-ray图片,在整体传输速率为1比特/符号的情况下,于信噪比为-0.6 dB处达到最大PSNR值. 而所提方案在相近的传输速率($R=39/40$)下,信噪比为-1.1 dB时,即可达到相同的PSNR. 此外,针对图像信源,若仅采用文献[3]中的中继编码方案,不考虑信源特性与不等差错保护,所得性能也将大大低于所提方案. 以中继编码方案中设计的2/3码率的信道码为例,在AWGN信道下的译码阈值为1.223 dB. 因此,在低于1.223 dB的信噪比下,仅采用中继提供额外信息量,并不能正确译码. 而所提方案在SNR为-0.8 dB处,即可实现3幅图像的无误传输.

4 结束语

针对信源具有不同统计特性与不同的重要性,在中继系统中引入联合信源信道编码,并利用中继实现图像不等保护方案. 该方案在信源节点与中继节点的编码端根据信源熵值大小与重要性程度设计不同的传输机制,在译码端设计多模块联合迭代译码,充分利用了信源的不等重要性、高频信息压缩后的残留冗余信息、低频信息的统计特性,提升了译码性能. 仿真结果表明,所提出的方案在相同的信噪比条件下,能够获得更好的恢复图像质量,保证了传

输的可靠性和有效性.

参考文献:

- [1] 苏华玲, 贺玉成, 周林. 基于码率兼容 LDPC 码的多中继协作自适应传输[J]. 北京邮电大学学报, 2018, 41(6): 58-64.
Su Hualing, He Yucheng, Zhou Lin. Multi-relay cooperative adaptive transmission based on rate-compatible LDPC codes[J]. Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications, 2018, 41(6): 58-64.
- [2] 李宗艳, 吴湛击, 杨帆, 等. 多址接入中继系统中 LDPC 乘积码的优化设计[J]. 系统工程与电子技术, 2012, 34(10): 2142-2146.
Li Zongyan, Wu Zhanji, Yang Fan, et al. Optimized LDPC product codes design for multiple access relay systems[J]. Systems Engineering and Electronics, 2012, 34(10): 2142-2146.
- [3] Nguyen V, Nosratinia T, Divsalar D. Bilayer protograph codes for half-duplex relay channels[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2013, 12(5): 1969-1977.
- [4] Dehghan A, Banihashemi A H. On the tanner graph cycle distribution of random LDPC, random protograph-based LDPC, and random quasi-cyclic LDPC code ensembles[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2018, 64(6): 4438-4451.
- [5] Divsalar D, Dolinar S, Jones C R, et al. Capacity approaching protograph codes[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2009, 27(6): 876-888.
- [6] Fresia M, Perez-Cruz F, Poor H V, et al. Joint source and channel coding[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2010, 27(6): 104-113.
- [7] Chen Chen, Wang Lin, Lau F C M. Joint optimization of protograph LDPC code pair for joint source and channel coding [J]. IEEE Transactions on Communications, 2018, 66(8): 3255-3267.
- [8] Wu Chijen, Wang Chunghsuan, Chao Chichao. UEP constructions of quasi-cyclic low-density parity-check codes via masking[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2017, 63(10): 6271-6294.
- [9] Xu Liangliang, Wang Lin, Hong Shaohua, et al. New results on radiography image transmission with unequal error protection using protograph double LDPC codes[C]//International Symposium on Medical Information and Communication Technology. Florence: IEEE Press, 2014: 1-4.
- [10] 王琳, 刘三亚, 陈辰, 等. 工业互联网低功耗数据链算法设计综述: 联合信源信道编码设计的必要性、现实与前景[J]. 电子与信息学报, 2020, 42(1): 249-262.
Wang Lin, Liu Sanya, Chen Chen, et al. Overview of low power data link algorithms design for industrial internet: necessity, reality and prospect of JSCC design[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2020, 42(1): 249-262.
- [11] Chen Qiwang, Wang Lin, Hong Shaohua. An image pre-processing approach for JSCC scheme based on double protograph LDPC codes [C]//Int. Symp. on Communications and Information Technologies (ISCIT). Qingdao: IEEE Press, 2016: 109-112.