

基于多描述和不等差错保护的航空遥感图像传输方法

李群迎, 张晓林

(北京航空航天大学电子信息工程学院, 北京 100191)

摘 要: 本文提出了一种针对航空遥感图像传输的信源信道联合编码方法. 将小波变换后的图像进行小波树分组以形成多描述, 并重复描述重要的低频子带系数; 然后利用改进的多级树集合分裂 (SPIHT) 算法对每个描述单独编码, 并为其提供不等差错保护. 为保证编码实时性, 提出了一种快速的码率分配搜索算法. 仿真结果表明该方法在频率选择性莱斯衰落信道下实现了遥感图像的鲁棒传输, 且具有较低的复杂度.

关键词: 遥感图像传输; SPIHT; 多描述; 不等差错保护; 信道模型

中图分类号: TN919.8 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2010) 11-2655-05

Aerial Remote Sensing Image Transmission Using Multiple Description Coding and Unequal Error Protection

LI Qun-ying, ZHANG Xiao-lin

(School of Electronic and Information Engineering, Beihang University, Beijing 100191, China)

Abstract: This paper proposes a joint source-channel coding scheme for transmission of aerial remote sensing image. After the image has been wavelet transformed, the wavelet trees are divided into independently decodable groups to produce multiple descriptions, and coefficients in the low-low band are repeated by two descriptions due to their significance. Each description is compressed separately by a modified set partitioning in hierarchical trees (SPIHT) encoder and unequally protected. To meet realtime performance, a fast rate-allocation algorithm is proposed. Experiment results show that our system achieves robust image transmission over Rician frequency-selective fading channels with low complexity.

Key words: remote sensing image transmission; set partitioning in hierarchical trees (SPIHT); multiple description; unequal error protection; channel model

1 引言

航空遥感在军事和民用中均得到了广泛的应用, 由于遥感图像的数据量庞大且往往需要实时传输, 所以必须对其进行高速的压缩编码, 以满足信道带宽要求, 同时又能重建高质量的遥感图像; 另一方面, 无线信道中存在着各种衰落和噪声, 故需采用合适的信道编码对图像信息流进行差错控制, 以实现可靠传输.

SPIHT^[1]算法不仅在性能上具有很高的信噪比和较好的主观视觉质量, 而且编译码速度快, 因此非常适合于图像的实时压缩; 但同时其码流对信道误码特别敏感, 单个比特错误就会引起严重的错误传播. 近年来, 国内外研究者做了大量的工作以解决 SPIHT 码流的可靠传输问题, 主要有两类解决方法被提出, 第一类方法基于信道编码, 文献[2]采用循环冗余校验 (CRC) 码来检错以防止错误传播, 并用码率兼容打孔卷积 (RCPC) 码

进行纠错. 基于 SPIHT 码流的渐进性, 在文[2]的基础上一些不等差错保护 (UEP) 方法被提出^[3~6]. 第二类方法是对信源编码进行改进, 旨在提高信源码流本身的抗差错性能. 其主要思路是将小波树分组打包, 将 SPIHT 码流分解为多个独立可解码的子码流^[7,8]. 以上两种方法从不同的角度出发, 均取得了良好的效果, 但针对遥感图像的实时传输, 仍需进一步改进. 首先, 这两种方法可以有效地结合起来, 目前有关这方面的研究较少, 文献[9]首次提出了一种混和方案, 将零树打包后再进行信道编码, 文献[10]在此基础上对打包方法进行了改进, 但二者均只局限于等差错保护 (EEP); 其次, 小波树打包方法主要是针对网络丢包而提出, 往往追求子树划分的细化及打包方法的优化, 具有较高的复杂度. 考虑无线信道传输还需进行信道编码, 为保证实时性, 不适于采用过于复杂的信源编码算法.

针对航空遥感图像的实时传输, 本文将上述两种抗

差错技术相结合,提出一种基于多描述(MDC)和不等差错保护的信源信道联合编码方法,实现了遥感图像的可靠传输,同时具有较低的复杂度。

2 系统组成及工作原理

2.1 遥感图像的多描述编码

信源编解码系统如图 1 所示,编码端首先对遥感图像进行小波变换,本文将 REZW^[11]中的零树分组方法应用于 SPIHT 算法,对低频子带进行下采样,将其系数分解为 S 组.每组系数作为根节点,对应着一组互不相邻,且均匀分布在图像空间内的小波树,可视为图像的一个低分辨率描述.这样当解码端只接收到部分描述时,不会完全丢失某一局部的信息,可通过插值操作恢复出相对粗糙的全局图像,随着接收到的描述数量的增加,图像的恢复质量也逐渐提高。

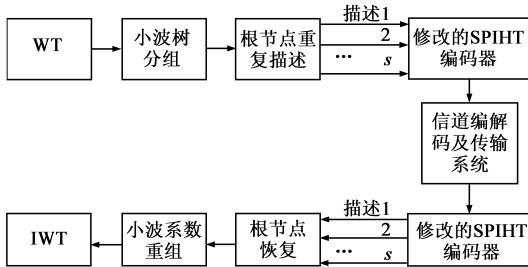


图1 信源编解码系统

由于低频子带对图像恢复质量起到关键的作用,因此将每个低频子带系数同时作为小波树根节点和孤立节点,重复包含于两个不同的描述内. SPIHT 编码器对每个描述单独进行编码,产生多个可独立解码的码流,从而将信道误码引起的错误传播限制在误码所发生的描述内. 标准 SPIHT 编码中的零树节点包括 4 个相邻的系数, 本文对此稍作修改, 将每个低频子带系数作为一个零树根节点, 使零树的划分更为细化, 以提高码流的鲁棒性。

在解码端, 当某一零树根节点由于信道误码而无法解码时, 其值可从包含它的另一描述中得到; 当两个描述均不可用时, 可由与之相邻的根节点通过插值获得; 对于两个描述都可接收的一般情况, 则取其绝对值较大者. 信源解码器对各描述进行译码后, 将小波系数重组并进行逆变换以恢复图像。

2.2 信道纠错/检错编码

本系统的信道码采用 RCPC/CRC 级联码, 信道编解码及传输系统如图 2 所示. 首先将每个描述的码流划分为长度相等的 N 个信源包, CRC 编码器为每个包提供校验码, 然后由 RCPC 编码器根据每个包对图像恢复质量的重要性, 采用不同码率的卷积码对其进行不等差错保护. 由于各描述具有相同的分辨率且对图像质量的贡献近似相等, 因此可为其分配相同的传输码率 R_T

比特/像素 (bpp)。

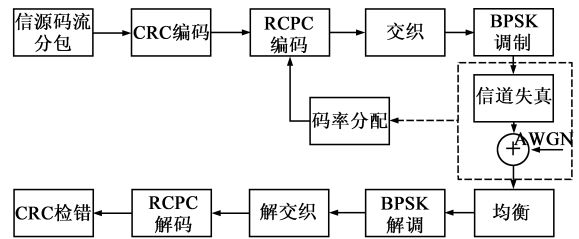


图2 信道编解码及传输系统

信道编码器的输出码流经过交织和 BPSK 调制后, 通过无线信道传输至地面站, 接收端采用均衡器进行信道补偿, 然后对码流进行解调和解交织. 接收包的信道译码采用列表维特比译码器, 选择满足 CRC 校验且具有最小量度的候选路径作为输出路径. 若所有候选路径均不满足 CRC 校验, 则该接收包所属描述的解码中止, 只利用之前正确接收的数据重建图像, 以防止错误传播而引起的图像质量严重失真。

3 快速码率分配算法

在上述系统中, 设每个描述被划分为 N 个长度为 L 比特的定长信息包, RCPC 码率集合为 $R = \{r_1, r_2, \dots, r_m\}$, $r_1 < r_2 < \dots < r_m$. UEP 的任务即根据给定的传输码率 R_T (bpp), 在 N 个信源包之间进行码率分配, 以使信道传输造成的信源损失最小. 设 N 个包的错误保护方案 (EPS) 为 $\pi(N) = \{r_{\pi}^1, r_{\pi}^2, \dots, r_{\pi}^N\}$, 其中 $r_{\pi}^i \in R$ 为第 i 个信息包的信道编码码率, $i = 1, 2, \dots, N$. 在给定的信道条件下, 若已知 r 码率信道编码下的误包率 $P_e(r)$, 令 $P_i(\pi)$ 表示前 i 个包解码正确, 而第 $i+1$ 个包检测出错误的概率, 则有

$$P_i(\pi) = \begin{cases} P_e(r_{\pi}^1), & i = 0 \\ P_e(r_{\pi}^{i+1}) \prod_{j=1}^i (1 - P_e(r_{\pi}^j)), & 1 \leq i < N \\ \prod_{j=1}^N (1 - P_e(r_{\pi}^j)), & i = N \end{cases} \quad (1)$$

最优 EPS 设计的准则通常为最小失真准则. 由于解码端只利用第一次解码失败之前的数据进行图像重建, 设描述的率失真函数为 $D(V)$, V 是正确接收的信源比特数, 则接收端的图像重建失真期望值为

$$E_{\pi(N)}(D) = \sum_{i=0}^N D(i \cdot L) P_i(\pi) \quad (2)$$

其中 L 为每个包内的信源比特数. 但信源率失真函数的计算非常复杂, 对于渐进式码流, 由于图像质量随着正确接收的比特数目增多而逐渐提高, 因此可将最小失真准则近似为最大接收码率准则^[3], 即在总码率 R_T 的限制下搜索使式(3)取最大值的 EPS:

$$E_{\pi(N)}(V) = \sum_{i=0}^N iL \cdot P_i(\pi) \quad (3)$$

$E_{\pi(N)}(V)$ 即为解码正确的信源比特数目的期望值. 如果对所有可能的码率组合进行全搜索来求解最优 EPS, 则计算复杂度随着信息包数量的增加呈指数增长, 即正比于 m^N . 文献[3]提出了一种基于动态规划的快速搜索算法, 通过保留中间运算结果来提高效率, 但仍无法实时计算, 且需占用较多的内存.

由于最优 EPS 搜索的复杂度过高, 不具有实时性, 因此需要寻找快速的次优 EPS 搜索算法. 从信息论的角度, 信道编码的目的就是尽量提高接收符号的平均信息量, 由此本文提出一种以最大平均信息量为准则的快速码率分配算法, 通过递推不断寻找局部最优的 EPS, 并逐步接近全局最优. 假设信源码流中不含冗余, 则对于 N 个信息包的传输, 接收端每个信道符号的平均信息量为

$$E_{\pi(N)}(H) = E_{\pi(N)}(V) / \left(L \cdot \sum_{i=1}^N \frac{1}{r_{\pi}^i} \right) \quad (4)$$

若已知 $n-1$ 个包的 EPS $\pi(n-1) = \{r_{\pi}^1, r_{\pi}^2, \dots, r_{\pi}^{n-1}\}$ 且令 $\pi(n) = \{r, r_{\pi}^1, r_{\pi}^2, \dots, r_{\pi}^{n-1}\}$, 则通过在码率集 R 中搜索, 易求得使 $E_{\pi(n)}(H)$ 取最大值的码率 r , 即

$$r = \arg(\max_R \{ E_{\pi(n)}(H) \mid \pi(n-1) \})$$

$$= \arg \left(\max_R \left\{ \frac{(1 - P_e(r))(L + E_{\pi(n-1)}(V))}{L \left(\frac{1}{r} + \sum_{i=1}^{n-1} 1/r_{\pi}^i \right)} \mid \pi(n-1) \right\} \right) \quad (5)$$

随着 n 的递增, 可由式(5)逐步递推得到局部最优的 EPS, 直至达到所需的总码率 R_T . 因此本文提出的快速码率分配算法如下:

①初始化: 令 $n=1$, 在码率集 R 中搜索 $r = \arg(\max \{ E_{\pi(1)}(H) = (1 - P_e(r)) \cdot r \})$.

②递推: 如果已用比特小于 R_T , 则令 $n = n + 1$ 并在码率集 R 中搜索满足式(5)的码率 r , 然后转至②; 否则令 $N = n - 1, n = 1$ 并转至③.

③微调: 取码率集 R 中小于 r_{π}^n 且和 r_{π}^n 相邻的码率 r , 令 $r_{\pi}^n = r$. 如果已用比特小于 R_T , n 递增并转至③; 否则结束并输出 $\pi(N)$.

其中第三步用来分配最后的残余比特, 优先分配给重要的信息包. 从上述步骤可以看出, 算法的复杂度和 N 成正比例关系, 计算量从而得以大幅度减少. 由于每次递推计算的是给定条件下的局部最优, 所以最后的结果 $\pi(N)$ 是次优的, 本文的仿真结果表明, 该次优解的性能和最优解非常接近.

4 信道统计模型及其仿真

4.1 信道统计模型

遥感飞机的空地通信链路中除视行传输路径外还有着大量的反射路径, 可以视为莱斯信道, 同时还存在多普勒效应和高斯白噪声的干扰. 取飞行状态下传输系统的典型参数, 载波频率 $f_c = 2.2\text{GHz}$, 数据码元速率 $f_{sym} = 10\text{MHz}$, 最大飞行速度 $v = 100\text{m/s}$, 则最大多普勒频移 $f_{D \max} = v f_c / c \approx 733\text{Hz}$, 由 $f_{sym} \gg f_{D \max}$ 可知信道是慢衰落的. 复杂多径环境下的最大超量延迟可取 $\tau_{\max} = 7\mu\text{s}$, 则有 $\tau_{\max} > T_{sym} = 1/f_{sym} = 0.1\mu\text{s}$, 故信道中存在频率选择性衰落.

上述传输信道中视行分量可以近似为常量, 散射分量则可用宽平稳不相关散射模型(WSSUS)来描述^[12]. 因此, 该时变频率选择性衰落信道的冲激响应可表达为:

$$h(\tau, t) = a \cdot e^{j2\pi f_{DLOS} t} \delta(\tau) + c \cdot \lim_{M \rightarrow \infty} \frac{1}{\sqrt{M}} \cdot \sum_{m=1}^M e^{j\theta_m} \cdot e^{j2\pi f_{Dm} t} \cdot \delta(\tau - \tau_m) \quad (6)$$

其中 t, τ 分别表示绝对时间和时间增量, M 为反射路径数量, f_{DLOS} 为视行分量的多普勒频偏, 随机变量 θ_m, τ_m 和 f_{Dm} 分别为第 m 条路径的相位差、超量延迟和多普勒频偏. 衰落信道不改变信号平均功率, 故有 $E[|h(\tau, t)|^2] = a^2 + c^2 = 1$, 设视行分量和散射分量的功率比即莱斯因子为 K_R , 则:

$$a = \sqrt{K_R / (K_R + 1)}, c = \sqrt{1 / (K_R + 1)} \quad (7)$$

4.2 信道仿真

式(6)是信道冲激响应在连续时间域内的表达式, 为了进行信道模型的计算机仿真, 需要建立等效离散时间模型. 将发送端成形滤波器、衰落信道和接收端成形滤波器的级联等效为一个有限冲激响应(FIR)滤波器^[13], 如图3所示, 其中信道噪声为接收滤波器带宽内的高斯白噪声. 设发送和接收成形滤波器分别为 $g_{Tx}(\tau)$ 和 $g_{Rx}(\tau)$, 其整体冲激响应为 $g_{total}(\tau) = g_{Tx}(\tau) * g_{Rx}(\tau)$, 由式(6)得到 FIR 滤波器抽头系数的时变表达式为:

$$h_k(i) = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{m=1}^M e^{j\theta_m} e^{j2\pi f_{Dm} k T_{samp}} \cdot g_{total}(i T_{samp} - \tau_m), -L_1 < i < L_2 \quad (8)$$

其中 T_{samp} 为采样频率, k 为时间索引即 $t = k T_{samp}$, i 为抽头索引, 滤波器的抽头数为 $L_1 + L_2 + 1$, 路径数量 M 取 10 以上便可较好地仿真信道. 视行分量系数的表达式

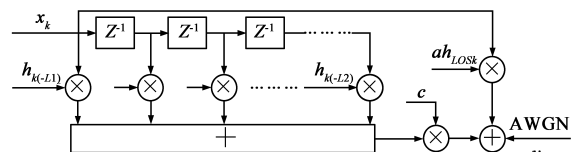


图3 信道的等效离散时间模型

为:

$$h_{LOSk} = e^{j2\pi f_{DLOS} kT_{samp}} \quad (9)$$

仿真中将 $g_{Tx}(\tau)$ 和 $g_{Rx}(\tau)$ 设计为平方根升余弦滤波器, 则对于输入序列 x_k , 输出序列 y_k 可写为:

$$y_k = a \cdot h_{LOSk} x_k + \frac{c}{\sqrt{N}} \sum_{m=1}^M e^{j\theta_m} e^{j2\pi f_{Dm} kT_{samp}} \cdot \sum_{i=\lceil \tau_m/T_{samp} \rceil - L}^{\lceil \tau_m/T_{samp} \rceil + L} x_{k-i} \cdot g_{total}(iT_{samp} - \tau_m) + n_k \quad (10)$$

其中 n_k 为高斯白噪声, $[\cdot]$ 为取整符号, 升余弦滤波器长度为 $L + 1$.

利用式(10)进行信道仿真还需设置随机变量 θ_m 、 τ_m 和 f_{Dm} . 假设 τ_m 和 f_{Dm} 相互独立, 则其概率密度函数 $p_\tau(\tau)$ 和 $p_{f_D}(f_D)$ 分别正比于延迟功率谱和多普勒功率谱. 设延迟功率谱呈单边指数下降分布, 多普勒功率谱为 Jakes 谱. 则有

$$p_\tau(\tau) = \frac{1}{\tau_{slope}(1 - e^{-\tau_{max}/\tau_{slope}})} e^{-\tau/\tau_{slope}}, 0 \leq \tau \leq \tau_{max} \quad (11)$$

$$p_{f_D}(f_D) = \frac{1}{\pi f_{Dmax} \sqrt{1 - (f_D/f_{Dmax})^2}}, |f_D| < f_{Dmax} \quad (12)$$

其中 τ_{slope} 为延迟功率谱下降速率, 取 $\tau_{slope} = 1\mu s$. 本文利用蒙特卡罗近似法^[12] 设置这些参数, 产生一个均匀分布的随机变量 $u_m \in [0, 1]$, 令概率 $P(\tau < \tau_m) = u_m$, 由式(11)可得到

$$\begin{aligned} \tau_m &= -\tau_{slope} \cdot \log_e(1 - u_m(1 - e^{-\tau_{max}/\tau_{slope}})) \\ &\approx -\tau_{slope} \cdot \log_e(1 - u_m) \end{aligned} \quad (13)$$

同理令概率 $P(f_D < f_{Dm}) = u_m$, 由式(12)得出 $f_{Dm} = -f_{Dmax} \cdot \cos(\pi u_m)$. 路径相位差 θ_m 可视作在 $[0, 2\pi)$ 内均匀分布, 显然可取 $\theta_m = 2\pi u_m$. 视行分量的多普勒频移取最差情况 $f_{DLOS} = f_{Dmax}$.

5 仿真结果与分析

仿真中采用 9/7 小波对图像进行四级小波分解. RCPC 码由 1/4 码率、6 级存储的母码获得, 因此其码率集 $R = \{8/32, 8/31, \dots, 8/9\}$, CRC 码长为 16bit, 列表维特比译码器采用软判决的网格树算法实现. 信道均衡器为 8 抽头的反馈判决自适应均衡, 交织深度为 10 倍的信道相干时间. 信道路径个数 $M = 15$, 莱斯因子 $K_R = 10\text{dB}$, 信道模型的随机参数每 3 万点更新一次. 不同 E_b/N_0 下的 $P_e(r)$ 为 5 万次仿真的统计平均值.

表 1 码率分配算法性能对比

算法	0.5bpp		1bpp		1.5bpp	
	t	N_{avg}	t	N_{avg}	t	N_{avg}
最优 EEP	10 μs	23.76	20 μs	44.24	28 μs	65.53
次优 UEP	4 μs	27.03	6 μs	51.20	10 μs	76.84
最优 UEP	15ms	27.77	38ms	52.43	64ms	78.03

首先测试码率分配算法的性能, 表 1 给出了文献

[3] 的最优 UEP 搜索算法、本文的次优 UEP 搜索算法及最优 EEP 搜索算法的性能对比. 测试图像分辨率为 512×512 , 图像分为 16 个描述, 信源包长度为 200 比特, E_b/N_0 取 6dB. 表中 t 和 N_{avg} 分别为在单个描述中, 码率分配算法耗时和接收包数量的期望值. 从表中数据可以看出, 两种 UEP 方法的性能均优于 EEP, 随着码率的增加, UEP 的优势也越明显; 快速算法给出的次优解和最优解非常接近, 且运算速度大幅度提升, 完全能够满足实时要求.

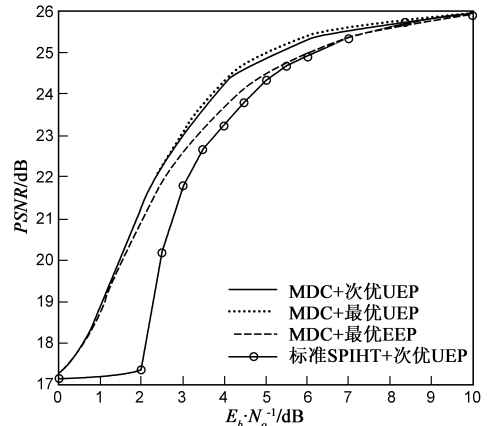


图 4 传输码率 0.5bpp 下的性能对比

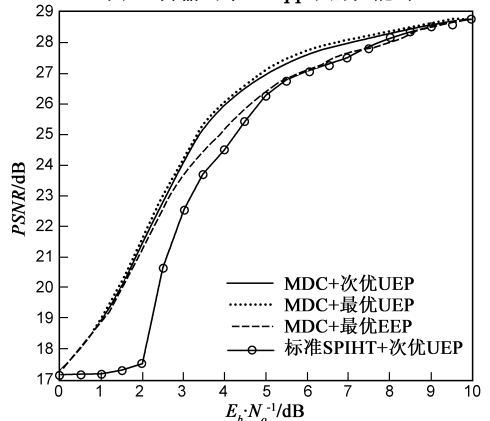


图 5 传输码率 1bpp 下的性能对比

图 4、5 给出了各种编码方法相应的图像峰值信噪比 (PSNR) 随 E_b/N_0 变化的曲线, 传输码率分别为 0.5bpp 和 1bpp, 其他测试条件同上, 测试结果取 1000 次测试的平均值. 其中多描述码流分别采用以上三种码率分配算法, 标准 SPIHT 码流采用本文的次优算法. 从图中可以看出:

① 本文给出的次优码率分配算法性能和最优算法非常接近, PSNR 值相差在 0.15dB 以内.

② 在中等信噪比下, UEP 的性能明显优于 EEP, E_b/N_0 增益最大可达到 1dB, 而当信噪比过低或过高时, 增益相对较小. 这是因为随着信道误码率的不断增大, 采用最大差错保护的信源包逐渐增多从而趋于 EEP; 同样

地,当信道条件非常理想时,所有的信源包都趋于采用最小差错保护。

③多描述码流相对标准 SPIHT 码流的优势非常明显.尤其是当 $E_b/N_0 < 2\text{dB}$ 时,后者几乎无法解码,而前者较好地解决了这个问题,具有柔性降级特性.同时,对于标准 SPIHT 码流,由于单个比特错误即造成整个解码的中止,除了解码图像平均 PSNR 值的降低外,其性能也较不稳定。

图 6 给出了传输速率为 1bpp 、 $E_b/N_0 = 3\text{dB}$ 时的解码图像质量对比.其中 (a) 为原始图像;(b) 对应于本文方法,PSNR 为 24.52dB ;(c) 对应于次优 UEP 保护的标准 SPIHT 码流,PSNR 为 22.36dB ;(d) 对应于 EEP 保护的多描述方法,PSNR 为 23.70dB 。

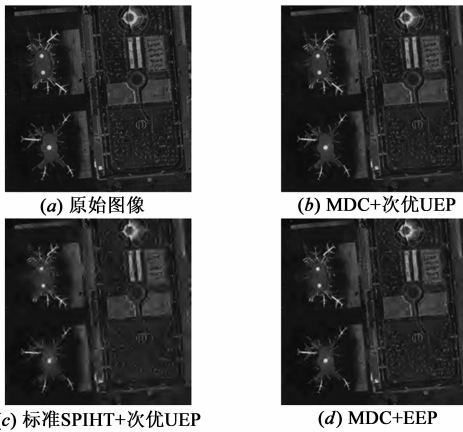


图6 解码图像质量对比

6 结论

对于零树小波编码图像的传输,码流的渐进性使其适合采用 UEP 方法;而小波树的分组打包可限制误码的错误传播.本文结合这两种技术,提出了一种鲁棒的航空遥感图像传输方法,兼顾了实现复杂度和传输可靠性,在遥感飞机空地传输信道模型下取得了良好的仿真结果.同时本文的方法具有一定的可扩展性,通过调整信源包的长度和描述的数量,可以使其适合于不同的信道类型和应用场合。

参考文献:

- [1] Said, W A Pearlman. A new, fast, and efficient image codec based on set partitioning in hierarchical trees [J]. IEEE Trans. Video Technol, 1996, 6(6): 243 – 250.
- [2] P G Sherwood, K Zeger. Progressive image coding for noisy channels [J]. IEEE Signal Processing Lett, 1997, 4(7): 189 – 191.
- [3] V Chande, N Farvardin. Progressive transmission of images over memoryless noisy channels [J]. IEEE J. Select. Areas Commun, 2000, 18(1): 850 – 860.
- [4] V Stankovic', et al. Fast algorithm for rate-based optimal error

protection of embedded codes[J]. IEEE Trans Commun, 2003, 51(11): 1788 – 1795.

- [5] M Fresia, F Lavagetto. Determination of optimal distortion-based protection in progressive image transmission: A heuristic approach [J]. IEEE Trans Image Processing, 2008, 16(9): 1654 – 1662.
- [6] Lei Yao, Lei Cao. Turbo codes-based image transmission for channels with multiple types of distortion [J]. IEEE Trans. Image Processing, 2008, 19(11): 2112 – 2121.
- [7] J Rogers, P Cosman. Robust wavelet zerotree image compression with fixed-length packetization [A]. Proc. DCC'98 [C]. Snowbird; IEEE Press, 1998. 418 – 427.
- [8] M Biswas, M R Frater. Multiple description wavelet video coding employing a new tree structure [J]. IEEE Trans Circuits Syst. Video Technol, 2008, 44(10): 1361 – 1368.
- [9] P Cosman, et al. Combined forward error control and packetized zerotree wavelet encoding for transmission of images over varying channels [J]. IEEE Trans. Image Processing, 2000, 9(6): 982 – 993.
- [10] V Stankovic', Raouf Hamzaoui, Zixiang Xiong. Efficient channel code rate selection algorithms for forward error correction of packetized multimedia bitstreams in varying channels [J]. IEEE Trans. Multimedia, 2004, 6(4): 240 – 248.
- [11] Creusere. A new method of robust image compression based on the embedded zerotree wavelet algorithm [J]. IEEE Trans. Image Processing, 1997, 6(10): 1436 – 1442.
- [12] Hoehner P. A statistical discrete-time model for the WSSUS multipath channel [J]. IEEE Trans. Veh Technol, 1992, 41(4): 461 – 468.
- [13] Hass E. Aeronautical channel modeling [J]. IEEE Trans. Veh Technol, 2002, 51(2): 254 – 264.

作者简介:



李群迎 男, 1979 年出生于河南郑州. 博士研究生. 主要研究方向为图像传输的信源信道联合编码.

E-mail: qunying128@163.com



张晓林 男, 1951 年出生. 教授, 博士生导师. 主要研究方向为无线电通信与电子系统.

E-mail: zxl@buaa.edu.cn