

文章编号 : 0258-7025(2002)10-0935-06

适用于体全息存储系统的 调制-阵列码的研究

敦书波¹, 贾克斌¹, 覃鸣燕², 陶世荃², 吴会丛³

(北京工业大学¹北京市信号与信息处理研究室²应用数理学院, 北京 100022)
³河北科技大学信息科学与工程学院, 河北石家庄 050051

提要 提出了一种适用于体全息存储系统读写数据处理的新的编码结构: 调制-阵列码, 同时提出了与其相适应的软判决度量方法。在此基础之上综合调制码探测、软判决、阵列码纠错和 Turbo 码译码原理, 形成了一种新的迭代译码算法。实验结果表明, 在信道的信噪比较低且有起伏, 信道噪声参数不易统计的情况下, 它能充分利用输入信号所包含的信息, 只要原始误码率(定义为采用全局最佳阈值量化后的误码率)低于 4×10^{-2} , 8×10 调制-阵列码的使用效果就可与 1:2 调制码(二者码率相当)的使用效果相当; 当原始误码率低于 1×10^{-2} 后, 其使用效果显著优于 1:2 调制码。将这种新的编译码技术用于包含音频和视频的多媒体数据的全息存储, 重构数据基本能成功回放。

关键词 体全息存储, 调制码, 软判决, 迭代译码, 误码率

中图分类号 TB 877 文献标识码 A

Study on Modulation-array Code Suitable for Digital Holographic Storage

DUN Shu-bo¹, JIA Ke-bin¹, QIN Ming-yan², TAO Shi-quan², WU Hui-cong³

(¹Laboratory of Signal & Information Processing, ²College of Applied Sciences, Beijing Polytechnic University, Beijing 100022
³College of Information Science and Engineering, Hebei University of Science and Technology, Shijiazhuang, Hebei 050051)

Abstract A modified coding structure, Modulation-Array (MA) code, and a novel soft-decision method corresponding to MA code are proposed for data processing in digital holographic storage systems. Also developed based on the MA code is a new iterative decoding algorithm, which integrates principles of modulation code detection, soft-decision, array code error-correction and Turbo code decoding. Experimental results show that when the signal-to-noise ratio in the channel is low and varying, and the noise parameters are difficult to calculate, this MA code can exploit the information contained in the input data effectively. As long as the raw bit-error-rate (BER), which is defined as the BER after global optimum threshold quantization, is around 4×10^{-2} the output BER of the 8×10 MA code is equivalent to that of traditional 1:2 modulation code (both codes have the similar code rate). For the raw BER lower than 1×10^{-2} the MA code exhibits obvious advantage over the 1:2 modulation code. Using these techniques, a preliminary experiment has been conducted to store and successfully replay multimedia data including video and audio information.

Key words digital holographic storage, modulation code, soft-decision, iterative decoding, bit-error-rate

1 引 言

体全息存储的理论极限为 V/λ^3 (V 为记录介质

体积, λ 为工作波长), 其理论存储密度可达 10^{12} bits/cm³ 数量级; 并且由于光束携带图像信息, 写入

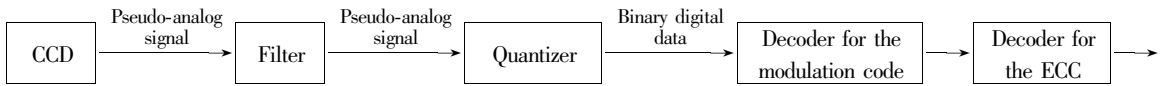
收稿日期 2001-07-13; 收到修改稿日期 2001-10-29

基金项目 国家 973 计划项目(G1999033001) 和国家自然科学基金项目(69977005)

作者简介 敦书波(1974—)男, 工学硕士, 2002年毕业于北京工业大学电子工程系智能化信息处理专业。E-mail: dsbdun@263.net

读出均为二维数据页并行处理,能达到极高的数据存储和读取速度^[1]。因此体全息存储系统以其鲜明的特点和潜力成为信息存储领域的重要发展方向,并在近些年来取得了一定的成果。然而系统中复杂的噪声干扰一直是其实用化过程中的重要障碍。

体全息存储系统中不但噪声的种类很多,而且对不同的存储介质、系统配置、复用技术和数据存取方案,各种噪声产生的影响不同,最终具有决定影响的噪声源也不相同^[1~3]。噪声的这些特点决定了进行简单的阈值判断不能满足用户对误码率的要求。因此必然要引入纠错编码和调制编码技术^[4~7]。文献 4~7 对体全息存储系统中常用的调制码进行了详细的描述和比较,从中可见,这些常用的调制码



可以看出量化器紧接在滤波器输出之后,且功能单一,仅仅是完成二值量化。这样的设计使滤波器输出的准模拟信号所携带的大量信息白白丢失,而且信息丢失量随准模拟信号的信噪比降低而迅速增大。因而当存储数据页增多时,由于数据信息利用率大幅下降,造成最终用户误码率急剧增高。这是引入传统调制码及硬判决译码方法不可避免的问题。

为克服上述信息利用率低的问题,需要解决调制码固有编码结构的局限,扩展量化器的功能。有两种扩展方法:

1) 将量化器扩展到调制码译码器。由于当调制码的码字长度 $K \geq 3$ 时,就存在禁用码字,可以进行相关译码,降低译码器输出二值离散信号的误码率。虽然采用这种方法有利于提高信息利用率,但由于禁用码字所占比例太小,最终信息利用率提高空间不大。

2) 将量化器扩展到纠错码译码器。通过改进传统调制码的编码结构,将纠错码融合进来,使纠错码也能充分利用准模拟信号所携带的信息,达到将量化器扩展到纠错码译码器的目的。调制-阵列码就是将阵列码作为纠错码融合到调制码的一种改进调制码。码字结构如图 1 所示。

图中左边 $k \times k$ 个码元 $\{x(1,1), x(1,2), \dots, x(1,k)\}, \dots, \{x(k,1), x(k,2), \dots, x(k,k)\}$ 是 k 个 $n:k$ 调制码码字按顺序排列。以它们为信息位进行阵列编码,得到右边 $2 \times k$ 个奇偶校验元。其中

的编码结构决定了在译码时仅能利用一部分输入信息完成码元的极性判断。因此在译码过程中会丢失大量的信息,不利于提高系统的信息利用率。反映到存储方面就是不利于有效的存储密度的提高。

本文提出了一种适用于体全息存储系统的改进的调制码:调制-阵列码,并采用一种与其相适应的软判决度量方法。在此基础上实现了新的译码算法:软判决调制-阵列码译码算法。

2 调制-阵列码

2.1 调制-阵列码编码原理

传统体全息存储器读出数据的处理方法^[7],可以用以下数据流程表述:

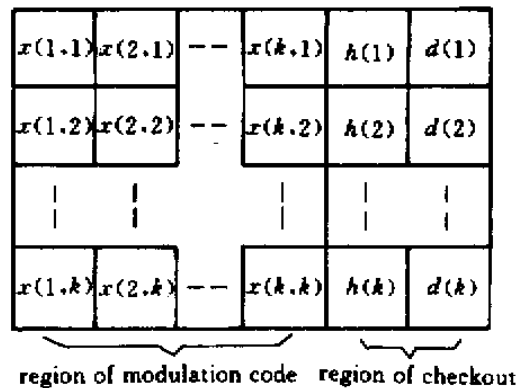


图 1 调制-阵列码结构

Fig. 1 Structure of modulation-array code

$h(1), h(2), \dots, h(k-1), h(k)$ 分别是对应行的校验元。对应关系为:

$$h(i) = x(1,i) \oplus x(2,i) \dots \oplus x(k-1,i) \oplus x(k,i) \quad (1)$$

而 $d(1), d(2), \dots, d(k-1), d(k)$ 是对角线上的码元的校验元,对应关系为

$$d(i) = f(1,i) \oplus f(2,i) \dots \oplus f(k-1,i) \oplus f(k,i) \quad (2)$$

$$f(j,i) = x\{j[(i+j-2) \bmod k] + 1\} \quad (3)$$

例如对如下码元进行调制-阵列编码,调制码选择 2:4 等重码。流程如图 2 所示。

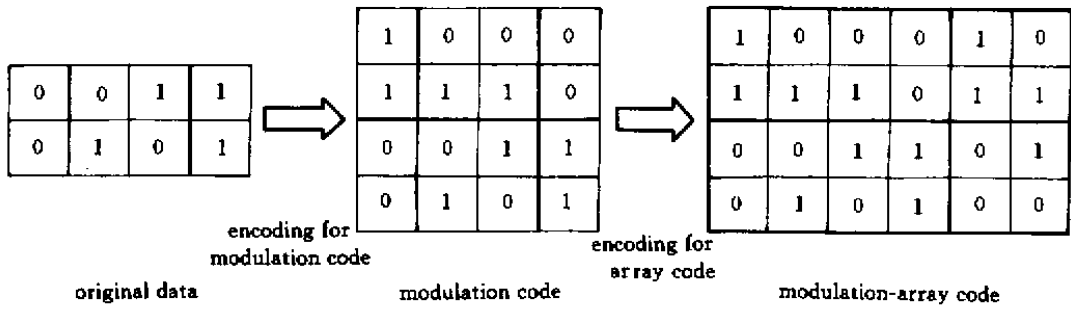


图 2 调制-阵列码的流程图

Fig.2 Schematic of process for modulation-array code

2.2 调制-阵列码译码原理

从上面的讨论可以看出,在调制码部分每一码元分别属于一个行校验码字和一个对角线校验码字,因此在进行译码时可以引入 Turbo 码的叠代译码算法^[8~10],通过两个译码器相互交换信息得到很高的编码增益。同时可以利用调制码的等重特性方便准确地判别调制码部分的码元极性^[4~7],还可以在此基础上外推出校验元的判别阈值,保留了使用调制码的原始思路。

为了达到量化器尽量向后扩展的目的,对调制-阵列码进行软判决译码。码元 u 传统的软判决度量经常用对数似然函数比 (Log-Likelihood Ratio) $L(u)$ ^[10,11] 来表示

$$L(u) = \log \frac{P(u=0)}{P(u=1)} \quad (4)$$

在得到观测值 y 的条件下码元 u 的条件对数似然函数比为

$$L(u|y) = L(y|u) + L(u) = L_c \times y + L(u) \quad (5)$$

$$L(y|u) = \log \frac{P(y|u=0)}{P(y|u=1)} \quad (6)$$

对于相互独立的码元 u_1 和 u_2 有如下运算规则

$$L(u_1 \oplus u_2) \approx \text{sgr}[L(u_1)] \times \text{sgr}[L(u_2)] \times \min[|L(u_1)|, |L(u_2)|] \quad (7)$$

其中 $\text{sgr}()$ 是符号函数, $\min()$ 是取最小值函数, L_c 代表信道的各种复杂信息。由于调制码码元的 $P(u=0)$ 和 $P(u=1)$ 是定值,所以 $L(u)$ 为常数,当 L_c 一定时 $L(u|y)$ 是 y 的线性函数。

体全息存储系统中噪声参数随空间而变化,使 $L(u|y)$ 难以计算。因此在充分利用调制-阵列码所包含的信息基础上,在此重新定义一种软判决度量 $S(u|y)$,其正负极性与码元 u 的硬判决结果 0 和 1 相对应,幅度 $|S(u|y)|$ 代表硬判决结果的可

信度。类比(6)式, $S(u|y)$ 定义如下

$$S(u|y) = c \times |b + d \times y| \quad (8)$$

式中 c 代表将码元判决为 0 或 1 时的正负极性信息, d 和 b 可认为代表信道的各种复杂信息。同时类比(7)式,定义在译码过程中使用的关于 $S(u|y)$ 的运算规则

$$S(u_1 \oplus u_2) \approx \text{sgr}[S(u_1|y_1)] \times \text{sgr}[S(u_2|y_2)] \times \min[|S(u_1|y_1)|, |S(u_2|y_2)|] \quad (9)$$

为了克服(8)式中 b 和 d 难以统计的问题,首先假定输入数据经过整理后最大值是 Max ,最小值是 0。然后给定边界条件:1) 判定 $u=1$ 时,若 $y=0$ 则判定的可信度最低, $|S(u|y)|=0$;若 $y=\text{Max}$ 则判定的可信度最大, $|S(u|y)|=\text{Max}$ 。2) 判定 $u=0$ 时,若 $y=0$ 则判定的可信度最高, $|S(u|y)|=\text{Max}$;若 $y=\text{Max}$ 则判定的可信度最低, $|S(u|y)|=0$ 。由上述假定和两组边界条件,可以推出

$$S(u|y) = \begin{cases} c_1 y & \text{由调制码信息判定 } u=1 \\ c_0(\text{Max}-y) & \text{由调制码信息判定 } u=0 \end{cases} \quad (10)$$

式中 c_1, c_0 表示码元取 1 和 0 时 $S(u|y)$ 的极性,其中 $c_1 \times c_0 = -1$ 。

由于调制码包含的信息量很高,它不仅能提供码元的极性信息,还应提供更多的信息去修正 $S(u|y)$ 。因此对调制码部分码元的软判决度量分三步依次进行修正。

1) 进行软判决时,要先对调制码的码元进行排序,判断码元极性,然后计算 $S(u|y)$ 。同时可以看出码元排序后的位置也能体现码元判定极性的可信

度差别,排在两端的码元其判定的极性的可信度最高,排在中间的可信度最低,因此第一步修正为

$$S(u|y) = \begin{cases} \text{由调制码信息判定 } u = 1 \\ c_0 f(\text{Max} - y, k - n - 1) \\ \text{由调制码信息判定 } u = 0 \end{cases} \quad (11)$$

式中 n 为码元在调制码字中排序后的位置, k 为调制码的码字长度, $n = 0, 1, 2, \dots, k - 1$ 。函数 $f(y, n)$ 的选取与信道有关,一般情况下表现为用 n 的函数对 y 加权

$$f(y, n) = y \times g(n) \quad (12)$$

2) 对于调制码,若出现译码错误,则误码必然成对出现,且出错概率最大的码元是排序后码元极性变化处的相邻两个码元,其错误图样 E 为

$$E = (\overbrace{0 \ 0 \ \dots \ 0}^{m_1} \ 1 \ \overbrace{0 \ 0 \ \dots \ 0}^{m_0})$$

式中 m_1 和 m_0 分别表示调制码码字中 1 和 0 的个数。因此第 m_1 个码元和第 $m_1 + 1$ 个码元判别后应当具有相同的可信度,所以应做如下修正

$$S_{m_1}(u|y) = c_1 \times \min[|S_{m_1}(u|y)|, |S_{m_1+1}(u|y)|] \\ S_{m_1+1}(u|y) = c_0 \times |S_{m_1}(u|y)| \quad (13)$$

3) 若代表同一调制码码字内不同码元的数据信号取值相同,则它们在判别后应有相同的可信度。假定第 $n, n + 1, \dots, n + m$ 个码元的 y 值相同,而且这 $m + 1$ 个码元极性相同,则修正如下

$$S_n(u|y) = \dots = S_{n+m}(u|y) = \text{sgn}[S_n(u|y)] \times \min[|S_n(u|y)|, \dots, |S_{n+m}(u|y)|] \quad (14)$$

若这 $m + 1$ 个码元的极性不同,则它们判别后已无可信度可言,所以修正如下

$$S_n(u|y) = S_{n+1}(u|y) = \dots = S_{n+m}(u|y) = 0 \quad (15)$$

通过上述三步修正,就可以得到调制-阵列码的调制码部分码元的条件软值。同时在调制码的判别过程中,可以统计出调制-阵列码的校验部分码元的判决阈值,从而计算出其条件软值

$$S(u|y) = \begin{cases} c_1 y & y > \text{阈值} \\ c_0 (\text{Max} - y) & y \leq \text{阈值} \end{cases} \quad (16)$$

由上述可知,采用调制-阵列码后,码元的条件软值容易计算,而且还可以进一步进行修正,使它更能表现数据所携带的信息。这是引入调制-阵列码的又一优点。

得到所有码元的条件软值后,就可以进行迭代译码。具体译码方法与参考文献 [10~12] 中讨论的方法类似,只是将文献中所用的 $L(u|y)$ 用 $S(u|y)$ 代替,运算规则 (7) 式用 (9) 式代替。

由上述译码原理及过程,可以看出采用调制-阵列码和软判决译码,量化器不再孤立地存在,它已经同调制码译码器及部分纠错码译码器有机地结合在一起,达到了扩展量化器功能的目的,从而充分利用输入准模拟信号所包含的信息量,降低输出误码率。

3 实验结果

我们采用 $4F$ 系统存储角度复用的傅里叶变换全息图,实验装置如图 3 所示。

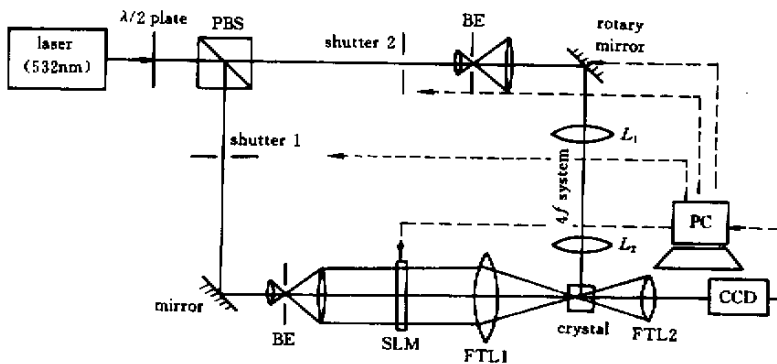


图 3 全息存储装置

PBS: 偏振分束器; BE: 扩束器; SLM: 空间光调制器; FTL: 傅里叶变换透镜; PC: 个人电脑; CCD: 检测器阵列

Fig.3 Holographic storage setup

PBS: polarization beam splitter; BE: beam expander; SLM: spatial light modulator;

FTL: Fourier transform lens; PC: personal computer; CCD: detector array

实验中选用了具有较高分辨率的 SVGA1 空间光调制器,其像素尺寸为 $24 \mu\text{m}(H) \times 26 \mu\text{m}(W)$;像素间距 $33 \mu\text{m} \times 33 \mu\text{m}$;分辨率 800×600 ;选用低噪声制冷型 CCD (KAF 1400 型),其像素尺寸 $6.8 \mu\text{m}(H) \times 6.8 \mu\text{m}(W)$;分辨率 1317×1035 像元。两个傅里叶透镜焦距分别为 119.49 mm 和 49.24 mm ,经细心调整光路后实现了输入面(SLM)和输出面(CCD)的 1:2 像元匹配。在存储过程中,分别对参、物光进行扩束、准直和空间滤波,以消除输入光中的高频噪声,同时确保输入光接近高斯分布。选择散射噪声较小的邻面入射记录方式,将数据页面记录在掺铁铌酸锂晶体中。采用时序曝光法实现等衍射效率记录,同时选取大于两倍角宽作为全息图间隔,这样存储过程中的页间串扰就可忽略不计。采用以上方法抑制全息存储中的光学噪声,得到的再现图像质量基本达到数据处理的要求。

在实验中,分别存储未用调制编码技术、采用一般调制编码技术和采用调制-阵列码技术三种图像。其中调制编码有两种:1)采用码重为 4 的等重码作为 6:8 调制码;2)码重是 1 的 1:2 调制码。调制-阵列码由 8 个 6:8 调制码码字组成调制码部分,生成 8

$\times 10$ 调制-阵列码。图 4 示出初步的实验结果。图中横坐标表示输入采用全局最佳阈值量化后的原始误码率,纵坐标代表译码后的输出误码率。曲线 1 是采用 8×10 调制-阵列码的结果,曲线 2 是 1:2 调制码,曲线 3 是 6:8 调制码,曲线 4 是采用全局最佳阈值所得结果。

从图 4 可见,如果采用调制编码技术,则在接收数据的信噪比低时,量化器输出经调制译码后,比用

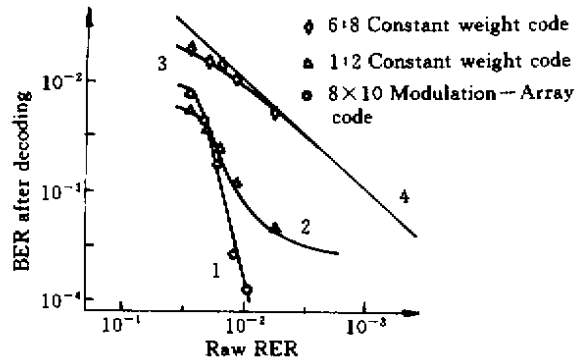


图 4 三种编码的译码结果对比图

Fig.4 Experimental curves of BER after decoding versus raw BER for three coding methods

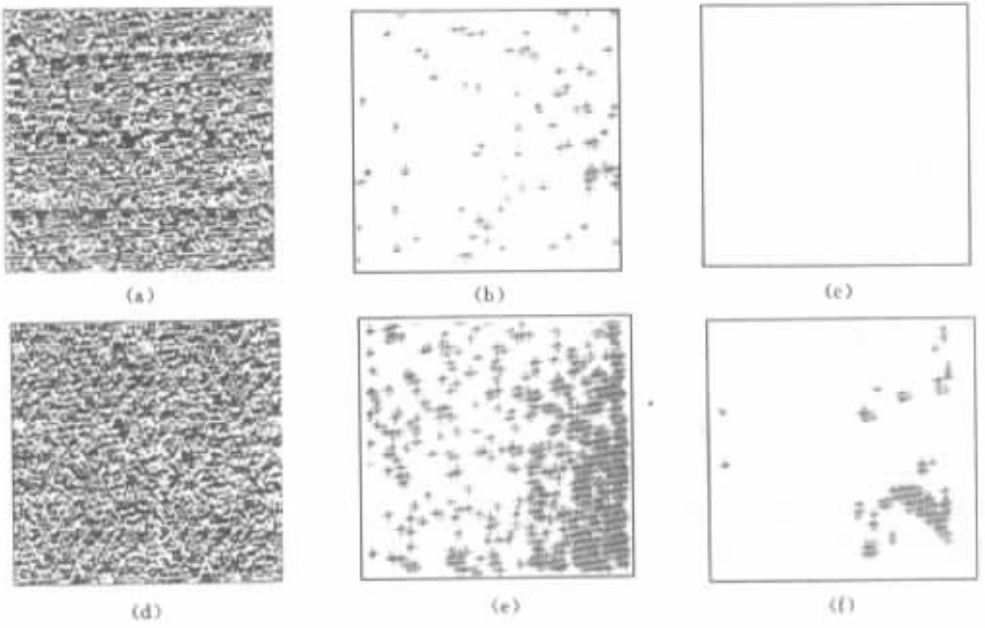


图 5 两个典型的再现页面的误码和译码后误码的分布

(a) 具有很好补偿质量的 A 页 (b) A 页的原始误差分布,误码率为 6×10^{-3} (c) 译码后在 A 页中未探测到误差,误码率 $< 5 \times 10^{-5}$; (d) 补偿质量很差的 B 页 (e) B 页的原始误差分布,误码率为 4×10^{-3} (f) 译码后 B 页的误差分布,误码率为 9×10^{-3}

Fig.5 Two pages retrieved from holographic data memory and the distribution of their raw BER and BER after decoding

(a) page A with good retrieved quality ;(b) raw error distribution of page A , BER = 6×10^{-3} ;

(c) no error detected in page A after decoding , so BER $< 5 \times 10^{-5}$;(d) page B with worse retrieved quality ;

(e) raw error distribution of page B , BER = 4×10^{-2} ;(f) error distribution of page B after decoding , BER = 9×10^{-3}

阈值判断误码率低,但由于调制码几乎没有纠错功能,所以输入数据信噪比高到一定程度后,二者性能几乎相同。 8×10 调制-阵列码和 1:2 调制码(二者码率相当)相比,当原始误码率高于 4×10^{-2} 时,由于纠错码的误纠错,其性能反而不如 1:2 调制码,当原始误码率低于 1×10^{-2} 后,调制-阵列码性能曲线变得十分陡峭,而 1:2 调制码的性能曲线渐近全局最佳阈值量化的曲线。这表明只要原始误码率低于 4×10^{-2} , 8×10 调制-阵列码的使用效果就可与 1:2 调制码的使用效果相当,当原始误码率低于 1×10^{-2} 后 8×10 调制-阵列码的优点就会充分表现出来。

我们将一段包含视频、音频的多媒体数据编码成 25 幅全息图,每页由 36480 个像素点组成,经全息存储并再现。图 5 示出两个典型的再现页面的原始误码和译码后误码的分布。由图中可见,调制-阵列码可以工作在原始误码率较高,即信噪比较低的系统中,并有很好的效果,当原始误码率 $< 10^{-2}$ 时,译码输出的误码率就已经大幅度降低。实验中存储的这一段多媒体数据经解码后回放基本成功,表明我们采用的调制-阵列码适用于噪声较大的全息存储系统中,可为信号的进一步处理打下良好的基础。

4 结 论

详细介绍了调制-阵列码的编码和译码原理及过程。分析和实验表明,调制-阵列码保留了传统调制码易于判断接收码元极性的优点,同时引入纠错编码技术,使它具有纠错能力。译码时可以采用叠代译码算法,大大提高了纠错能力。采用软判决译码时,可以充分利用数据所包含的信息,即通过从调制码获得的信息,调整码元的条件软值,使输出误码率进一步降低。

联合调制编码的新的软判决度量不但适用于体全息存储系统,它还可以在信道的信噪比有起伏,并且能在噪声参数难以统计的通信信道中使用。通过

多媒体数据存储和回放的实验检验,证实这种调制-阵列码在低信噪比的情况下,能提高数据的检测能力,在高信噪比的情况下,能很好地进行纠错,得到较低的用户误码率。

参 考 文 献

- 1 Bin Tang. Study on quality of images retrieved from volume holographic memories [D]. Ph. D Dissertation, University of Science and Technology of China, 1998
- 2 Mario Blaum, Jehoshua Bruck, Alexander Vardy. Interleaving schemes for multidimensional cluster errors [J]. *IEEE Trans. Info. Theory*, 1998, **44**(2): 730 ~ 743
- 3 Tang Bin, Tao Shiquan, Yang Xingchang *et al.*. Study on signal-to-noise ratio of images retrieved from volume holographic memories [J]. *Chinese J. Lasers* (中国激光), 1999, **A26**(3): 273 ~ 278 (in Chinese)
- 4 Geoffrey W. Burr, Jonathan Ashley, Hans Coufal *et al.*. Modulation coding for pixel-matched holographic data storage [J]. *Opt. Lett.*, 1997, **22**(9): 639 ~ 641
- 5 Geoffrey W. Burr, Wu-chun Chou, Mark A. Neifeld *et al.*. Experimental evaluation of user capacity in holographic data-storage systems [J]. *Appl. Opt.*, 1998, **37**(23): 5431 ~ 5443
- 6 Venkatesh Vadde, B. V. K. Vijaya Kumar. Parity coding for page-oriented optical memories with intrapage intensity variations [J]. *Opt. Lett.*, 1999, **24**(8): 546 ~ 548
- 7 J. Ashley, M.-P. Bernal, G. W. Burr *et al.*. Holographic data storage [J]. *IBM J. Res. Develop.*, 2000, **44**(3): 1 ~ 28
- 8 Zhongxing Ye, Victor Wei. New developments of turbo codes [J]. *Acta Electronica Sinica* (电子学报), 1998, **26**(7): 41 ~ 46 (in Chinese)
- 9 Weiling Wu. Turbo codes to channel coding theory and their performance analyses [J]. *Acta Electronica Sinica* (电子学报), 1998, **26**(7): 35 ~ 40 (in Chinese)
- 10 Wu-chun Chou, Mark A. Neifeld. Soft-decision array decoding for volume holographic memory systems [J]. *J. Opt. Soc. Am. A*, 2001, **18**(1): 185 ~ 194
- 11 Joachim Hagenauer. Source-controlled channel decoding [J]. *IEEE Trans. Comm.*, 1995, **43**(9): 2449 ~ 2457
- 12 Joachim Hagenauer, Elke Offer, Lutz Papke. Iterative decoding of binary block and convolutional codes [J]. *IEEE Trans. Info. Theory*, 1996, **42**(2): 429 ~ 445