

ISI 信道调制分类技术评估

罗利春

(北京 947 信箱, 北京 100083)

摘 要: 带限信道及 ISI 对数字调制信号的调制分类有着严重的不利影响. 针对非 ISI 信道环境的 qLLR 的调制分类器对 ISI 信道的 BPSK/QPSK 调制分类仍然有效. GLRT 调制分类器是以 GLRT 为基本途径, 借助 Viterbi 极大似然译码算法估计调制码符号序列, 并用 PSP 估计信道 ISI 的影响. 改进的鲁棒 Viterbi 算法能进一步抑制 ISI 的影响. 蒙特卡罗仿真表明, 它们在 ISI 信道中具有十分优良的分类性能.

关键词: ISI 信道; 调制分类; GLRT; 调制序列极大似然估计; Viterbi 算法; 评估

中图分类号: TN929 文献标识码: A 文章编号: 0372-2112 (2003) 07-1070-04

An Assessment of Modulation Classifiers for ISI Channels

LUO Li2chun

(North Electronic Equipment Institute. P. O. Box 947, Beijing 100083, China)

Abstract: Band-limited channels have very bad effects on modulation classification of digital modulated signals. qLLR based modulation classifier is valid for classification of BPSK/QPSK signals in ISI Channel. GLRT based classifier makes use of Viterbi algorithm in maximum likelihood estimation of modulation symbol sequences, and PSP in estimating the effects of ISI on the sequence. Simulations show that they can achieve a very good classification performance in ISI channels.

Key words: ISI channel; modulation classification; ML of modulation sequences; Viterbi algorithm

1 引言

由于其广泛的应用范围, 对已调信号的调制分类技术已成为国际电子工程、无线电和通信技术中一个受到普遍重视的研究领域^[1~5]. 然而, 目前在理论研究与模拟仿真中^[1, 2, 3, 16], 大都假定信号是在非带限信道中传输, 因而没有考虑 ISI (传输符号间干扰) 对调制分类的影响. 由于 ISI 信道对数字调制信号相位的干扰, 使得这些方法所依赖的针对非 ISI 信道而建立的调制识别与分类特征将被干扰与弱化, 因而难以用于实际工程中 ISI 信道的调制分类.

本文着重讨论评估 ISI 信道中调制分类方法. 在分析带限信道及其 ISI 对调制分类的影响的基础上, 证明文献[4]原本针对非 ISI 信道提出的准对数似然函数比 (简称 qLLR) 调制分类器^[16]对 ISI 信道的 BPSK/QPSK 信号调制分类仍然有效; 对文献[5]建立的用于 ISI 信道的以广义似然比检验 (简称 GLRT) 为基础的调制分类方法的原理进行详细讨论; 最后对 qLLR 和 GLRT 两种调制分类器在 ISI 信道中的性能进行计算机仿真试验评估.

2 带限信道、ISI 对信号调制分类的影响

2.1 带限信道及其 ISI 模型

带限信道是指所有频带宽度有限的信道. 信号通过带限

信道, 必然使其时域波形展宽, 从而使信道由非记忆的变为有记忆的, 并引起 ISI. 设 $s(l)$ 为原始已调波形的离散时间采样序列, $h(k)$ 为信道传输函数的离散冲激响应, $w(l)$ 为噪声; 若只计 $h(l_c)$ 两个第一过零点间 (为 $2L_c$ 个采样间隔) 的波形对 ISI 的贡献, 则在前后双边相邻波形 ISI 影响下和仅有前边相邻波形 ISI 影响下的所接收的波形 $r(l)$ 分别为:

$$r(l) = h(0)s(l) + \sum_{k=-L_c, k \neq 0}^{L_c} h(k)s(l-k) + w(l), \quad l = 0, 1, \dots, L-1 \quad (1a)$$

$$r(l) = h(0)s(l) + \sum_{k=1}^{L_c} h(k)s(l-k) + w(l), \quad l = 0, 1, \dots, L-1 \quad (1b)$$

式(1a)、(1b)等式右边第一项是期望接收的正常信号响应, 而第二项就是不希望接收的 ISI 成分. 当 l 和 l_c 均为已调波形的符号序号, L 和 l_c 均为符号数时, 则 $r(l)$ 与 $h(l_c)$ 分别为已调波形和信道冲激响应在第 l 个符号的积分, 且式(1a)和式(1b)仍然成立.

由数字通信原理我们知道, 在有记忆的信道中进行数字基带传输时, 若所传输的符号宽度恰等于其冲激响应第一过零点的距离, 并在接收时使采样时刻与每个符号起始点对准 (即取得符号同步), 就能避开 ISI 的影响. 而对数字宽带调制传输而言, 在有记忆信道中就无法避开 ISI. 这是因为, 数字通

带调制信号实际上是一个已调载波. 其波形不仅在每符号的起始点贡献于传输信息, 而且在每个符号段内的整个波形都要贡献于传输信息. 而无线电信号调制分类所处理的已调信号, 都是通带(而非基带)已调信号. 因此, 只要信道是带限的, 就必然出现 ISI. 表 1 给出了笔者测得的 3kHz 带宽信道中计算机仿真短波 2400 波特 8PSK 信号的相位测量值与其理论值的对应关系.

表 1 短波 8PSK 信号相位测量值与理论值对比(单位: 弧度)

理论值	0	P/4	P/2	3P/4	P	- 3P/4	- P/2	- P/4
实测值均值	P/10	P/12.4	P/6.7	P/7.4	P/8.6	- P/5.5	- P/4.3	- P/6.5

从表 1 可以看出, 带限信道的 ISI 使 MPSK 信号的相位测量值的均值不再趋于其理论值. 在 ISI 环境下, 如果观察 MPSK 信号波形, 就会看到其键控点的相移变得很平缓^[17].

2.1.2 相位统计矩调制分类方法在 ISI 信道的失效

文献[1]提出的相位统计矩调制分类方法, 就不能克服信道带限所引起的 ISI 的影响. 虽然它在推导 MPSK 信号符号相位的偶阶矩时, 考虑了信道加性高斯噪声的影响, 但并未考虑信道带限所引起的 ISI 对相位分布的影响. 在 ISI 环境下, 其中的 $G_k(A)$ 不再满足文献[1]中的式(9), 而是成如下的分布:

$$G_k(A) = \frac{2k-2^A-1}{2^A} [1 + D_M(1)] P \quad (2)$$

式中, $D_M(1)$ 是由 ISI 引起的 MPSK ($M = 2^A$) 信号第 1 个符号的相位偏离, 它取决于第 1 个符号本身的相位和前后相邻若干个符号的相位, 并且还与 MPSK 的进制 $A = \log_2(M)$ 有关. 由于这些符号相位都是随机的, 所以, $D_M(1)$ 也必然为一随机过程. 将 $G_k(A)$ 代入文献[1]中的式(12)和(13), 由于 $D_{k+1}(1)$ 和 $D_k(1)$ 的随机性, 并且互不相关, 故不再有 $S_{m_h}(A) > 0$. 即 MPSK 信号的偶阶相位矩不再是 A 的单调递增函数. 以笔者测量的短波 MPSK 信号 20000 多个符号的偶阶相位矩为例, 其八阶矩均值当 A 由 2 增大为 4 时并不随之递增, 而是呈递减变化, 即由 1222 变为 900; 而当 A 由 4 增为 6 时, 则变化极缓. 即, 由 900 变为 879; 而相位十阶矩则随 A = 2, 4 和 6 呈减、增变化(即分别为 10249, 6789 和 7626). 这说明, MPSK 信号偶阶相位矩在 ISI 环境下, 的确不再是 A 的单调递增函数. 因而在原有结论基础上所构造的调制分类器, 也就不再有效.

由于实际信道都是 ISI 信道, 因此, 研究开发能够直接工作于 ISI 环境的调制分类方法, 对实际 ISI 信道的工程应用具有重要意义.

3 qLLR 调制分类器对 ISI 信道适应能力的证明

我们证明, 文献[4]提出的原本针对非 ISI 信道的 qLLR 调制分类器^[16]对 ISI 信道的 MPSK 信号调制分类仍然有效^[17].

设由于信道带限及其 ISI 影响, MPSK 信号的相位 H_1 的取值由 M 种扩展为 M_c 种: $M_c = BM$, B 称为相位扩展因子, 且 B 值决定于 ISI 的程度. 若 ISI 仅来自相邻的两个符号, 则 $B = M$; 而当 ISI 来自相邻的 $2L_c$ 个符号时, 则 $B = (L_c)^2 M$; 并且符号相位相对于原相位的偏移为 $2\varphi D/M$, $D < 1$, φ 在 $\varphi = [-B + 1, \dots, -1, 0, 1, \dots, B - 1]$ 中取 B 个值(具体取值由前邻符号的终止相位决定: 当前邻符号相位越接近 P/2 时, φ 取 φ 中的

正值就越多, 当前者等于 P/2 时, φ 的值集为 $[0, 1, \dots, B - 1]$. 反之亦然); 又设原符号相位 H 在 M 个值上等可能取值, 则 H_1 也必在扩展后的 M_c 个值上等可能取值. 这样, 便不难推知, H_1 将渐近趋于均匀分布. 即 MPSK 信号的 $L_1(M)$ (本文记为 $+_3(M)$) 统计量公式文献[4]中的式(15)变为^[17]:

$$+_3(M) = E_{H_1} \exp \left\{ \frac{2}{M_c} \sum_{q=0}^{M/2-1} \left[\frac{1}{B} \sum_{\varphi=-B+1}^{B-1} (B - |\varphi|) y \right] \right. \\ \left. @ \left(\sqrt{(E_{I_1} - E_Q)^2 + 4E_{I_Q}^2} \right) \right. \\ \left. @ \cos(2H_c - 2\angle_{I_Q} + \frac{4(q + \varphi D)P}{M_c}) + E_{I_1} + E_Q \right\} \quad (3)$$

式中, $E_{H_1}(x)$ 表示针对 H_1 求 x 的数学期望, $y = S/N_0^2$, E_{I_1} 、 E_Q 和 E_{I_Q} 的定义同文献[4]中的式(14a). 由于

$$\sum_{q=0}^{M/2-1} \frac{1}{B} \sum_{\varphi=-B+1}^{B-1} (B - |\varphi|) \cos(2H_c - 2\angle_{I_Q} + \frac{4(q + \varphi D)P}{M_c}) \\ = \begin{cases} \sum_{\varphi=-B+1}^{B-1} \frac{(B - |\varphi|)}{B} \cos(2H_c - 2\angle_{I_Q} + \frac{4\varphi D P}{M_c}), & M = 2 \\ 0, & M \neq 4 \end{cases} \quad (4)$$

应用三角函数的和差化积公式, 并注意到

$$\sum_{\varphi=-B+1}^{B-1} \frac{(B - |\varphi|)}{B} \sin(\frac{4\varphi D P}{M_c}) = 0, \\] \sin(2H_c - 2\angle_{I_Q}) \sum_{\varphi=-B+1}^{B-1} \frac{(B - |\varphi|)}{B} \sin(\frac{4\varphi D P}{M_c}) = 0 \quad (5)$$

则不难得到

$$\sum_{\varphi=-B+1}^{B-1} \frac{(B - |\varphi|)}{B} \cos(2H_c - 2\angle_{I_Q} + \frac{4\varphi D P}{M_c}) = L \cos(2H_c - 2\angle_{I_Q}) \quad (6)$$

式中 $L = \sum_{\varphi=-B+1}^{B-1} \frac{(B - |\varphi|)}{B} \cos(\frac{4\varphi D P}{M_c})$.

应用第一类修正贝塞尔函数的母函数公式^[6], 可得:

$$+_3(M) = \exp \left[\frac{2S}{N_0^2} (E_{I_1} + E_Q) \right] \\ @ \begin{cases} I_0 \left[L \frac{2S}{N_0^2} \sqrt{(E_{I_1} - E_Q)^2 + 4E_{I_Q}^2} \right] & M = 2 \\ 1 & M \neq 4 \end{cases} \quad (7)$$

并可得到与文献[4]式(16)相似的似然比函数:

$$\frac{+_3(2)}{+_3(M)} = I_0 \left[L \frac{2S}{N_0^2} \sqrt{(E_{I_1} - E_Q)^2 + 4E_{I_Q}^2} \right] \quad (8)$$

由于第一类零阶修正贝塞尔函数的单调性, 因而可得与文献[4]式(18)完全相同的分类特征 qLLR 的表达式:

$$\frac{+_3(2)}{+_3(M)} W (E_{I_1} - E_Q)^2 + 4E_{I_Q}^2 = qLLR \quad (9)$$

式(9)表明, 分类特征 qLLR 在非 ISI 信道与 ISI 信道环境下的公式相同. 这意味着 ISI 的影响已被自行剔除. 因此, qLLR 分类器具有对 ISI 信道的适应能力.

4 ISI 信道中 GLRT 调制分类原理

Lay 和 Polydros 还专门针对 ISI 信道提出了以 GLRT 为基础的调制分类方法^[5]. 它是不多见的 ISI 信道调制分类技术之一, 是对平均似然比检验(ALRT)调制分类的一种改进.

4.1 ALRT 及其应用局限

ALRT 的基本原理如下.

设接收波形 $r(t)$ 为 L 个符号长. 在 $2Lc$ 个符号长的 ISI 和白高斯噪声中有两种调制: C_0 与 C_1 , 且相应的信号波形分别为 $s_0(t)$ 和 $s_1(t)$, 则其假设检验问题为:

$$H_0: r(t) = s_0(t) + w(t), \quad s_0(t) \text{ 为 } C_0 \text{ 调制} \quad (10a)$$

$$H_1: r(t) = s_1(t) + w(t), \quad s_1(t) \text{ 为 } C_1 \text{ 调制} \quad (10b)$$

又记调制 C_0 与 C_1 的进制分别为 M_0 和 M_1 , 则 $s_0(t)$ 和 $s_1(t)$ 的第 l 个符号所对应的调制码 $s_0(l)$ 与 $s_1(l)$ 分别共有 M_0 种和 M_1 种可能的取值. 即:

$$s_i(l) \in [s_{i0}(l), s_{i1}(l), \dots, s_{iM_i}(l)], \quad i = 0, 1; l = 1, 2, \dots, L \quad (11)$$

若处理波形长度为 L 个符号, 则序列 s_0 和 s_1 分别共有 M_0^L 种和 M_1^L 种可能状态:

$$s_i \in [s_{i1}, s_{i2}, \dots, s_{iM_i^L}], \quad i = 0, 1 \quad (12)$$

由于 r 在调制 C_i 的任一序列 s_{ik} 假设下的似然函数为 $p(r|s_{ik}, C_i)$. 因此, r 在调制 C_i 假设下的似然函数 $p(r|C_i)$ 就等于 r 在调制 C_i 的所有可能序列状态假设下似然函数的平均. 即:

$$p(r|C_i) = \sum_{k=1}^{M_i^L} p(r|s_{ik}, C_i) p(s_{ik}|C_i) \quad (13)$$

式中, $p(s_{ik}|C_i)$ 为序列 s_i 在调制 C_i 假设下, 其状态为 s_{ik} 的概率. 当 C_0 与 C_1 的出现概率相等时, 式(10a)和式(10b)所示的假设检验问题的最大后验概率解即归结为 ALRT:

$$+g(r) = \frac{p(r|C_1)}{p(r|C_0)} \frac{P(C_0)}{P(C_1)} + c_0 \quad (14)$$

由于当没有 ISI 时, $r(l)$ 仅决定于 $s_{ik}(l)$, 所以 s_i 序列状态为 s_{ik} 时的 $p(r|s_{ik}, C_i)$ 应为:

$$\begin{aligned} p(r|s_{ik}, C_i) &= p[r(L), r(L-1), \dots, r(1)|s_{ik}, C_i] \\ &= \prod_{l=1}^L p[r(l)|s_{ik}(l); C_i] \end{aligned} \quad (15)$$

而有 ISI 时, 由式(1)知, $r(l)$ 不仅决定于 $s_{ik}(l)$, 而且还决定于 $s_{ik}(l-1), \dots, s_{ik}(l-Lc)$. 即

$$p(r|s_{ik}, C_i) = \prod_{l=1}^L p[r(l)|s_{ik}(l), s_{ik}(l-1), \dots, s_{ik}(l-Lc); C_i] \quad (16)$$

当任一调制 C_i 的所有序列状态都是等概率 (即 $p(s_{ik}|C_i) = 1/M_i^L$) 时, 其平均似然函数为

$$\begin{aligned} p(r|C_i) &= \frac{1}{M_i^L} \sum_{k=1}^{M_i^L} \prod_{l=1}^L p[r(l)|s_{ik}(l), s_{ik}(l-1), \dots, s_{ik}(l-Lc); C_i] \\ &= \frac{1}{M_i^L} \sum_{k=1}^{M_i^L} \prod_{l=1}^L p[r(l)|s_{ik}(l), s_{ik}(l-1), \dots, s_{ik}(l-Lc); C_i] \end{aligned} \quad (17)$$

由于 $w(t)$ 为白高斯噪声, 并且 ISI 模型为式(1b), 所以 $p(r|s_{ik}(l), \dots, s_{ik}(l-Lc); C_i)$ 为

$$p[r(l)|s_{ik}(l), s_{ik}(l-1), \dots, s_{ik}(l-Lc); C_i] = \frac{1}{\sqrt{PN_0}} \exp\left\{-\frac{1}{N_0} \left[r(l) - \sum_{k=0}^{Lc} h(k) s_{ik}(l-k)\right]^2\right\} \quad (18)$$

由式(15)可知, 为了进行由式(13)所表示的 ISI 信道下调制分类的 ALRT, 必须按式(16)分别计算 C_0 与 C_1 的 M_i^L 个似

然函数 $p(r|s_{ik}(l), \dots, s_{ik}(l-Lc))$. 即便 C_0 与 C_1 都是最小进制 (即 $M_i = 2$), 对 $L = 24$ 的短信号所需计算的似然函数个数也至少为 $2 @ M_i^{24} = 3.36 @ 10^7$ 个. 其计算需求, 超出了目前实际工程系统的能力范围. 这就是文献[5]提出用 GLRT 进行改进的原因.

4.2 复合假设与 GLRT

我们知道, GLRT 是经典信号检测中复合假设检验的一种重要方法^[7,8,9]. 其基本原理是, 先用极大似然估计方法求出参量 H 在两种假设下的估计值. 然后将它们分别作为两种假设的已知参量, 代入其似然函数, 从而构造出如下的简单假设检验中的似然比检验^[7]

$$+g(r) = \frac{\max_H p(r|H)_{H_1}}{\max_{H_0} p(r|H)_{H_0}} + c_0 \quad (19)$$

4.3 GLRT 分类器原理与方法^[5]

GLRT 分类器的基本原理是, 不认为待分类信号 r 的发射源调制码符号序列 s 是完全未知的. 而是认为 s 是已知的, 其值等于在 C_0 与 C_1 这两种调制假设下分别使 r 的概率密度函数)) 似然函数极大的符号序列, 即分别在 C_0 与 C_1 调制下序列 s 的极大似然估计.

GLRT 分类器的具体方法是, 将所接收的待分类数字通带调制信号 r , 分别投影到两种可能的调制体制 C_0 与 C_1 中, 并在这两种调制体制下, 对该通带已调信号的符号序列进行极大似然估计, 得到在这两种调制下序列 s 的极大似然估计 s_{0ML} 和 s_{1ML} . 然后以 r 分别在这两种估计条件下的概率密度作为似然函数, 构造二元调制分类假设检验的似然函数比, 并在相应的门限下, 进行调制分类判决. 即^[5]

$$+g(r) = \frac{p(r|s_{1ML}, C_1)}{p(r|s_{0ML}, C_0)} \frac{P(C_0)}{P(C_1)} + c_0 \quad (20)$$

式中的检验门限 $+c_0$, 虽然理论上不再等于式(14)的定义, 但笔者在试验中发现, 采用式(14)所设门限仍可获得非常好的分类性能.

因为 $w(t)$ 为高斯型, 且 ISI 模型为式(1b), 所以 ISI 环境中的似然函数为

$$\begin{aligned} p(r|s_{i,ML}, C_i) &= \prod_{l=1}^L \frac{1}{\sqrt{PN_0}} \exp\left\{-\frac{1}{N_0} \right. \\ &\quad \left. @ [r(l) - \sum_{k=0}^{Lc} h(k) s_{i,ML}(l-k)]^2\right\} \end{aligned} \quad (21)$$

其对数表达为

$$\begin{aligned} \log p(r|s_{i,ML}, C_i) &= \log \left(\prod_{l=1}^L \frac{1}{\sqrt{PN_0}} \right) - \frac{1}{N_0} \\ &\quad @ \sum_{l=1}^L [r(l) - \sum_{k=0}^{Lc} h(k) s_{i,ML}(l-k)]^2 \end{aligned} \quad (22)$$

将式(22)代入式(20), 可得约去了公共分母 N_0 的对数似然比检验为

$$\begin{aligned} - \sum_{l=1}^L [r(l) - \sum_{k=0}^{Lc} h(k) s_{1ML}(l-k)]^2 + \sum_{l=1}^L [r(l) \\ - \sum_{k=0}^{Lc} h(k) s_{0ML}(l-k)]^2 \end{aligned} \frac{H_1}{H_0} N_0 \log + c_0 \quad (23)$$

用式(14)的 $+_0$ 代替 $+_{C_0}$, 则当 C_0 与 C_1 这两种调制等概率出现时, 式(23)为

$$- \sum_{l=1}^L [r(l) - \sum_{k=0}^{l_c} h(l_k) \hat{s}_{1ML}(1-k)]^2 + \sum_{l=1}^L [r(l) - \sum_{k=0}^{l_c} h(l_k) \hat{s}_{0ML}(1-k)]^2 \frac{H_1}{H_0} \quad (24)$$

式(24)就是 GLRT 分类器的最终实现算法。从中我们可以看出, GLRT 分类器的检验统计的计算只需在对信号之符号序列进行极大似然估计的基础上, 计算一个似然函数即可。下面我们分别讨论 ISI 模型 $h(l_k)$ 与序列 s 的极大似然估计 \hat{s}_{0ML} 和 \hat{s}_{1ML} 的求法。

4.1.4 ISI 模型 $\{h(l_k), k=0, \dots, l_c\}$

在由式(24)所表达的 GLRT 分类器算法中, 需要知道信道的 ISI 模型, 即冲激响应 $\{h(l_k), k=0, \dots, l_c\}$ 。一般情况, 在进行调制分类时, $\{h(l_k), k=0, \dots, l_c\}$ 应该为一已知量。这通常由先期的信道估计和反演得到。这项工作的性质类似于数字通信信道均衡中的训练。因此, 可采用后者的方法去得到 ISI 模型的估计。而当 $\{h(l_k), k=0, \dots, l_c\}$ 不能事先得到时, 文献[5]建议用 PSP (Pe2 Survivor Processing: 强幸存者处理) 方法进行实时估计^[5, 17]。

4.1.5 符号序列的极大似然估计) Viterbi 算法

序列 s 分别在假设 C_0 与 C_1 下的极大似然估计 \hat{s}_{0ML} 和 \hat{s}_{1ML} 是 GLRT 分类器的另一个重要参量。信道符号序列的极大似然估计, 是通信理论中又一重要问题。它是在关于如何有效对付信道 ISI 影响的研究中产生的, 具体实现则借用了著名的 Viterbi 算法^[13]。顺便指出^[17], Viterbi 算法中的路径长度不是似然函数。在高斯噪声下, 它只能用似然函数的负指数值 (或负对数似然函数) 而不能用似然函数本身表示。然而, 笔者发现, 在文[14]中, 就误将似然函数本身作为各路径及其幸存者的长度^[14, 17]。而其后的文[15]则无此错误。

5 两种分类器在 ISI 信道中性能的仿真评估

5.1 qLLR 分类器

笔者用 qLLR 分类器对 ISI 信道条件下载波频率为 1800Hz 符号 (调制) 速率为 2400 (符号/s) 的 BPSK 与 QPSK 信号进行了调制分类计算机仿真试验^[17]。设信道冲激响应中心点与第一过零点间宽度约为 1/3 符号宽。在信噪比为 0dB 的条件下, 每次处理波形长度均为 24 个符号, 共进行 2000 次 BPSK/QPSK 信号分类试验, 其正确识别率为 99.3%。其中第 1 次~ 第 10 次试验的数据见表 2。表中 qLLR 为信号的准对数似然函数 (用式(9)计算)。

5.2 GLRT 分类器

GLRT 分类器性能不可能达到在整个符号序列空间搜寻序列真值的 ALRT 的水平^[17]。文献[5]分别给出了已知和未知信道 ISI 模型条件下, ALRT 和 GLRT 用于对 16PSK 与 16QAM 信号进行调制分类的试验性能。笔者用 GLRT 分类器对已知 ISI 模型条件下 8PSK 与 8QAM 信号进行了调制分类计算机仿真试验^[17]。信道冲激响应与 5.1 节中相同。采用笔者提出的

鲁棒 Viterbi 算法估计符号序列^[17]。在信噪比为 20dB 的条件下, 每次处理波形长度为 24 个符号, 进行 500 次 8PSK/8QAM 信号分类试验, 其正确识别率分别为 100%。其中部分试验数据见表 3^[17]。表中 $+_p$ 和 $+_q$ 分别表示 8PSK 和 8QAM 的对数似然函数。

表 2 用 qLLR 对 ISI 信道 BPSK/QPSK 信号调制分类仿真结果

序号	原调制	qLLR	分类结果
1	BPSK	3806675	BPSK
2	QPSK	205284	QPSK
3	QPSK	114907	QPSK
4	BPSK	4433999	BPSK
5	BPSK	41287721	BPSK
6	QPSK	42984	QPSK
7	QPSK	39918	QPSK
8	BPSK	3228250	BPSK
9	BPSK	3293197	BPSK
10	BPSK	4549815	BPSK

表 3 用 GLRT 对 ISI 信道 8PSK/8QAM 信号调制分类仿真结果

原调制	$+_p$	$+_q$	分类
8PSK	- 0.29	- 13.26	8PSK
8QAM	- 21.62	- 5.67	8QAM
8QAM	- 22.46	- 4.36	8QAM
8PSK	- 0.33	- 12.21	8PSK
8PSK	- 0.68	- 16.21	8PSK
8PSK	- 7.44	- 18.12	8PSK
8QAM	- 20.67	- 3.07	8QAM
8QAM	- 23.49	- 2.81	8QAM
8QAM	- 21.55	- 3.49	8QAM
8QAM	- 15.21	- 3.28	8QAM

6 结论

本文证明了文献[4]针对非 ISI 信道提出的 qLLR 调制分类器对 ISI 信道中的 BPSK/QPSK 信号分类仍然有效。讨论了文献[5]建立 GLRT 调制分类器的基本原理。对这两种分类器的分类性能, 进行了大量的蒙特卡罗仿真试验性能评估。从仿真试验分类正确率看, 它们在 ISI 信道中分别对 BPSK/QPSK 信号分类和 8PSK/8QAM 信号分类都具有十分优良的性能。

对于大于 2 种调制方式的情况, 可将问题分解为两两分类的子分类, 再采用 GLRT 进行调制分类, 最后对各个子分类进行择优判决。因此, GLRT 调制分类器原则上仍然有效。

关于 PSP 极大似然序列估计和鲁棒 Viterbi 算法基本情况的讨论, 请参见文献[17]。

作者简介:



罗利春 男, 1959 年 6 月生于四川, 高级工程师, 1984 年于南京通信工程学院获学士学位, 1986 年于英国 Racal 技术培训结业, 1990 年于西南电子通信技术研究所获硕士学位, 2000 年 3 月于电子科技大学获博士学位, 获部级科技进步奖多项, 发表论文 40 余篇, 论著 1 部, 研究兴趣为无线电侦察信号分析、无线电测向和信道估计与反演等。

参考文献:

- [1] Soliman S S, Hsun S Z. Signal Classification Using Statistical Moments [J]. IEEE Trans Com, 1992, 40(5): 908- 916.
- [2] Azzouz E E, Nandi A K. Automatic Modulation Recognition of Communication Signals [M]. Boston: Kluwer Aca. Pub, 1996.

(下转到第 1077 页)

法的 2.8 倍; 我们提出的算法同标准算法相比可以节省 73% 的指令周期, 即: 运算速度是标准算法的 3.7 倍, 即便同快速算法相比我们提出的算法也可以提高 24% 的运算速度。

4 结论

本文提出了一种利用 DSP 的超长指令来计算 DCT 和 IDCT 的并行算法。这种方法以 Loeffler 等人提出的经典快速算法为基础, 并利用超长指令的特性来提高运算速度, 主要步骤是: 合理组织输入数据, 利用超长指令进行并行计算, 将浮点运算转换为定点运算等。利用该方法可以节省大量的指令周期, 提高运行的并行特性。仿真结果表明, 同经典的快速算法相比, 它可以提高近 24% 的运算速度, 因此在图像压缩编码, 特别是实时视频编码中有非常广泛的应用。

参考文献:

- [1] N Ahmed, T Natarajan, K R Rao. Discrete Cosine Transform [J]. IEEE Transaction on Computer. 1974, C23: 90- 93.
- [2] M Vetterli, A Ligtenberg. A Discrete Fourier Cosine Transform Chip [J]. IEEE Journal on Selected Areas of Communications. 1986, SAC24 (1): 49- 61.
- [3] A Ligtenberg, J H Q Neill. A Single Chip Solution for an 8 by 8 two Dimensional DCT [A]. Proceedings IEEE International Symposium on Circuits and Systems [C]. USA: IEEE, 1987. 11128- 1131.
- [4] W A Chen, C Harrison, S C Fralick. A Fast computational Algorithm for the Discrete Cosine Transform [J]. IEEE Transactions on Communications, 1977, COM25(9): 1004- 1011.

- [5] Z Wang. Fast Algorithms for the Discrete W2 Transform and for the Discrete Fourier Transform [J]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, 1984, ASSP23(4): 803- 816.
- [6] Byeong Lee. A new algorithm to Compute the Discrete Cosine Transform [J]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, 1984, ASSP23(6): 1243- 1245.
- [7] H S Hou. A Fast Recursive Algorithm for computing the Discrete Cosine Transform [J]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, 1987, ASSP23(10): 1455- 1461.
- [8] Christoph Loeffler, et al. Practical Fast 12D DCT Algorithms with 11 multiplications [J]. Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1989, ASSP28(12): 988- 991.
- [9] ITU-T H. 263 Recommendation. Video coding for low bit rate communication [S].

作者简介:

李学明 男, 1969 年生于四川资阳, 北京邮电大学信息工程学院副教授, 1992 年毕业于中国科学技术大学无线系, 1997 在北京邮电大学获工学博士学位, 同年进入北方交通大学信息所做博士后, 2002 年在德国卡尔斯鲁厄大学计算机学院多媒体中心做访问学者, 主要研究方向包括: 图像处理, 视频编码与传输, 计算机网络和数据通信, 目前已在该领域发表论文十多篇, 多篇论文被 EI 检索。

李继男, 1977 年生于北京, 北京邮电大学信息工程学院硕士研究生, 1999 年毕业于北京邮电大学电信工程学院, 2002 年在德国卡尔斯鲁厄大学计算机学院学习, 主要研究方向包括: H26L 图像编码算法研究, VOD 系统和远程教育。

(上接第 1073 页)

- [3] Beidas B F, Weber C L. Higher Order Correlation Based Approach to Modulation Classification of Digitally Frequency Modulated Signals [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Com, 1995, 13(1): 89- 101.
- [4] Kim K, Polydoros A. Digital Modulation Classification: The BPSK versus QPSK Case [A]. IEEE, Inc: MILCOM 88 Conference Record [C]. USA: IEEE, 1988. 2: 431- 436.
- [5] Lay N E, Polydoros A. Modulation Classification of Signal in Unknown ISI Environments [A]. IEEE, Inc: MILCOM 95 Conference Record [C]. USA: IEEE, 1995. 170- 174.
- [6] 梁昆森, 刘法, 缪国庆. 数学物理方法[M] (第三版). 北京: 高等教育出版社, 1998.
- [7] Van Trees H L. Detection, Estimation, and Modulation Theory, Pt. I [M]. New York: John Wiley & Sons, Inc. 1968.
- [8] Srinath M D, Rajasekaran P K. An Introduction to Statistical Signal Processing with Applications [M]. New York: Wiley & Sons, 1979.
- [9] Poor H V. An Introduction to Signal Detection and Estimation [M]. New York: Springer-Verlag, 1994.
- [10] Kay S M. Fundamentals of Statistical Signal Processing. Vol. II: Detection Theory [J]. New Jersey: Prentice Hall PTR, 1998. Bennett W R. Method of solving noise problems. Proceedings of IRE, 1956, 44(5): 633.

- [11] Raheli R, Polydoros A. PerSurvivor Processing: A General Approach to MLSE in Uncertain Environments [J]. IEEE Trans. on Com, 1995, 43 (2/3/4): 354- 364.
- [12] Meyer H, Moeneclaey M, Fechtel S A. Digital Communication Receivers: Synchronization, Channel Estimation, and Signal Processing [M]. New York: John & Sons, NC, 1998.
- [13] Viterbi A J. Error Bounds for Convolutional Codes and an Asymptotically Optimum Decoding Algorithm [J]. IEEE Trans on IT, 1967, 13(12): 1967. 260- 269.
- [14] Fomey G D, Jr. Maximum Likelihood Sequence Estimation of Digital Sequences in the Presence of Intersymbol Interference [J]. IEEE Trans on IT, 1972, 18(3): 363- 378.
- [15] Fomey G D, Jr. The Viterbi Algorithm [J]. Proceedings of IEEE, 1973, 61(3): 268- 278.
- [16] 罗利春. 几种调制分类方法的原理与仿真试验研究. 系统工程与电子技术 [J]. 2002, 24(11): 87- 90.
- [17] 罗利春. 无线电侦察信号分析与处理 [M]. 北京: 国防工业出版社, 2003.