

一种新的波特率采样定时同步方法¹

王育红 薛筱明 樊昌信 李建东

(西安电子科技大学信息科学研究所 西安 710071)

摘要 本文提出了一种波特率采样定时同步的新方法。这种定时误差估计方法无需对前端的 AGC 电路提出很高的要求, 计算机仿真表明估计性能有很大改善。

关键词 波特率采样, 定时误差估计

中图分类号 TN851

1 引言

在全数字接收机中, 采样时钟同步是设计的重要环节。它摆脱了传统的采用模拟锁相环路的方法, 而采用全数字电路或 DSP 软件来完成, 其实现的基础在于高效、性能良好的算法。在这方面近年来有许多文章发表, 这些同步算法按其采样速率可分为两类: 第一类为波特率采样同步法, 即对信号的采样速率与信号的波特率相同^[1-5]; 第二类为信号的采样速率高于波特率^[6-10]。波特率采样定时同步的优点在于其实现的电路非常简单。

Mueller 和 Muller^[1] 讨论了对升余弦信号进行波特率采样时定时误差函数的推导方法。对于信道冲激响应 $h(t)$, $f(\tau) = (h_1 - h_{-1})/2$ 或 $f(\tau) = h_1$ 都可作为定时误差估计函数 (h_{-1} 和 h_1 分别为 $h(t)$ 最佳采样点左侧和右侧第一个过零点附近的采样值)。这种方法在每接收到一个新的符号时, 就需要对定时误差进行更新, 而定时误差的计算在很多情况下是很困难的, 并且会引入比较大的估计方差。Jennings 和 Clarke^[2] 提出了改进的方法, 他们并不对所有的输入符号都进行定时误差估计, 只在得到特定的码字序列后才进行定时误差估计。Armstrong^[3] 将 Jennings 和 Clarke 的方法推广到双极性信号中, 并研究了在对输入冲激响应不同截断情况下, 可以进行定时估计的特定序列存在的统计特性。

本文提出了一种新的波特率定时同步方法, 在这种方法中, 将 h_1 和 h_{-1} 与主采样值 h_0 的比值作为定时误差函数, 从而得到定时误差。这种方法与将 h_1 或 h_{-1} 作为定时误差函数相比, 不需对前端的 AGC(自动增益控制) 电路提出很高的要求。计算机仿真表明, 估计性能有很大的改善。

2 定时信息的提取

2.1 h_i 的估计方法

波特率采样定时同步环路如图 1 所示。在图 1 中, 输入信号:

$$x(t) = \sum_i a_i h(t - iT) + n(t), \quad (1)$$

¹ 1997-06-13 收到, 1997-11-04 定稿
国家自然科学基金资助项目

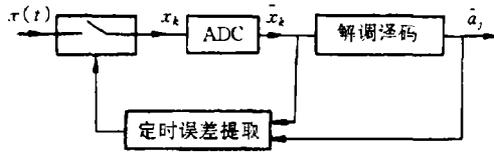


图 1 波特率采样定时同步环路

T 为符号周期, $\{a_i\}$ 是输入数据, $h(t)$ 为信道冲激响应, $n(t)$ 为高斯噪声。假定采样时刻 $t = \tau + nT$, τ 为采样时刻与理想采样时刻的偏差, 则采样值为 $x_n = x(\tau + nT)$ 。用 $h_n = h(\tau + nT)$ 表示 $h(t)$ 的采样值, h_0 是主采样点, 假定 $h(t)$ 为升余弦波形, 则

$$\begin{aligned} x(\tau + nT) &= \sum_i a_{n-i} h(\tau + iT) + n(\tau + nT) \\ &= a_n h(\tau) + \sum_{\substack{i=-\infty \\ i \neq 0}}^{\infty} a_{n-i} h(\tau + iT) + n(\tau + nT). \end{aligned} \quad (2)$$

(2) 式右侧第二项为码间串扰, 第三项为加性噪声。可见采样定时误差 τ 的存在, 将会引入码间串扰。在噪声分量不是很大时, 可以认为信噪比损失主要由定时误差引起, 因此可以暂不考虑噪声分量, 则

$$x_n = \sum_i a_{n-i} h_i. \quad (3)$$

样值 h_{-1} 、 h_0 和 h_1 可通过下面的方法计算得到。对于样值 x_m 与 x_n 之差:

$$x_m - x_n = \sum_i (a_{m-i} - a_{n-i}) h_i. \quad (4)$$

在无信道失真时, 将 $h(t)$ 截断为

$$h(t) = \begin{cases} h(t), & -NT \leq t \leq NT; \\ 0, & \text{其它;} \end{cases} \quad N \text{ 为大于 } 1 \text{ 的正整数.} \quad (5)$$

当满足 $a_{m+1} = \pm 1$, $a_{n+1} = \mp 1$, $a_{m-i} = a_{n-i}$, $i = 0, 1, \pm 2, \dots, \pm N$ 时, (4) 式可简化为 $\pm 2h_{-1}$; 当满足 $a_m = \pm 1$, $a_n = \mp 1$, $a_{m-i} = a_{n-i}$, $i = \pm 1, \dots, \pm N$ 时, (4) 式可简化为 $\pm 2h_0$; 当满足 $a_{m-1} = \pm 1$, $a_{n-1} = \mp 1$, $a_{m-i} = a_{n-i}$, $i = 0, -1, \pm 2, \dots, \pm N$ 时, (4) 式可简化为 $\pm 2h_1$ 。

样值 x_m 与 x_n 之和为

$$x_m + x_n = \sum_i (a_{m-i} + a_{n-i}) h_i. \quad (6)$$

当满足 $a_{m+1} = a_{n+1} = \pm 1$, $a_{m-i} = -a_{n-i}$, $i = 0, 1, \pm 2, \dots, \pm N$ 时, (6) 式可简化为 $\pm 2h_{-1}$; 当满足 $a_m = a_n = \pm 1$, $a_{m-i} = -a_{n-i}$, $i = \pm 1, \dots, \pm N$ 时, (6) 式可简化为 $\pm 2h_0$; 当满足 $a_{m-1} = a_{n-1} = \pm 1$, $a_{m-i} = -a_{n-i}$, $i = 0, -1, \pm 2, \dots, \pm N$ 时, (6) 式可简化为 $\pm 2h_1$ 。

将满足上述某一特性的码字称为匹配码字, Armstrong 研究了匹配码字序列存在的统计特性^[3]。

2.2 新的定时信息提取方法

Mueller 和 Müller 提出 $f(\tau) = (h_1 - h_{-1})/2$ 或 $f(\tau) = h_1$ 都可作为定时误差估计函数。Jennings 和 Clarke 则采用了 $f(\tau) = h_{-1}$ 作为定时误差估计函数, 并且仅在得到特定码字序列后才进行定时误差估计。在 $h(t)$ 为升余弦脉冲且无信道失真情况下, 由于 $h(t)$ 的偶对称性, $f(\tau) = h_1$ 或 $f(\tau) = h_{-1}$ 可以得到相同的估计性能。

图 2 为 $h(t)$ 为升余弦信号时, $f(\tau) = h_1$ 的定时误差估计特性曲线。图中绘出了当滚降系数 $\alpha=0.3$ 、0.5 和 0.8 的情形。

若直接由 h_{-1} 或 h_1 得到 τ , 就对前端的 AGC 电路提出很高的要求, 而且图 2 所示的特性曲线是非对称的, 会给估计带来不利影响。由图 2 可见, 当 $\tau > 0$ 时, $h_1 \sim \tau/T$ 的关系曲线斜率太小, 过于平缓, 当有噪声时, 容易给 τ 的估计带来较大的误差。

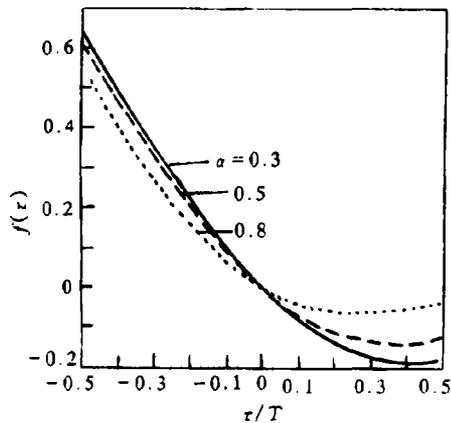


图 2 $f(\tau) = h_1$ 的估计特性曲线

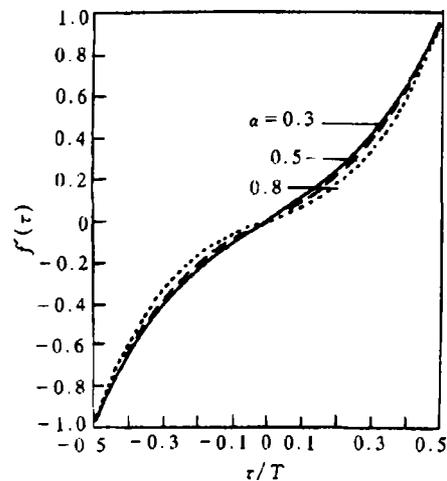


图 3 $f'(\tau)$ 的估计特性曲线

为了改善估计性能, 可将 h_1/h_0 与 h_{-1}/h_0 结合起来对 τ 进行估计。由升余弦脉冲 $h(t)$ 的波形可知, 当 $\tau \leq 0$ 时, $h_1 \geq 0$, $h_{-1} \leq 0$; 当 $\tau > 0$ 时, $h_1 < 0$, $h_{-1} > 0$ ($\tau \in (-0.5T, 0.5T)$)。可令

$$f'(\tau) = \begin{cases} h_{-1}/h_0, & h_{-1} \geq 0; \\ -h_1/h_0, & h_{-1} < 0. \end{cases} \quad (7)$$

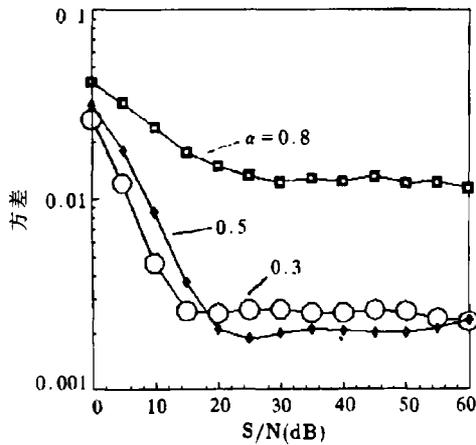
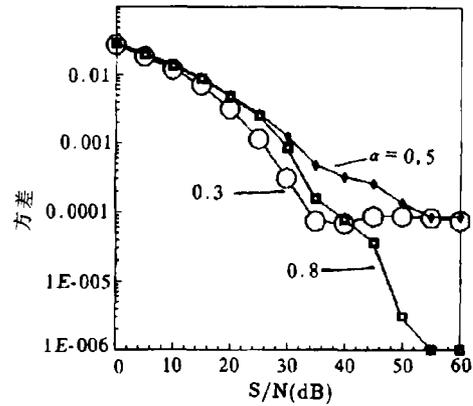
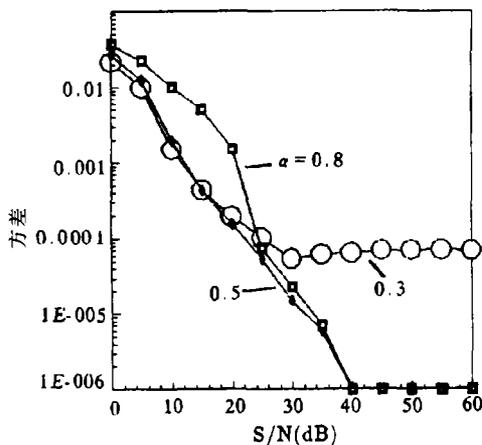
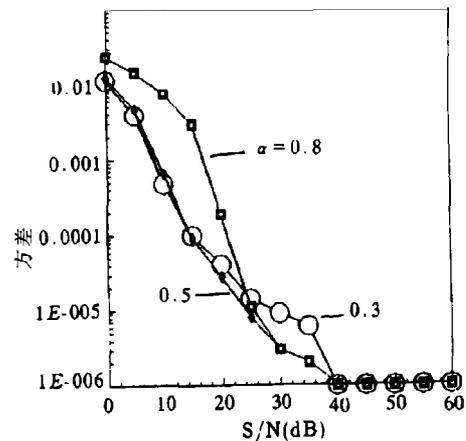
图 3 示出了 $f'(\tau)$ 的估计特性曲线。由 (7) 式对定时误差进行估计具有以下优点:

- (1) 可以根据 h_1 和 h_{-1} 与 h_0 的相对幅度对定时误差进行估计, 从而可以降低对前端 AGC 电路的要求;
- (2) 在无信道失真情况下, 定时误差函数具有对称性, 斜率较为陡峭;
- (3) 利用 $[-T, T]$ 区间的样点值进行估计, 避开了 h_1 和 h_{-1} 相对于 τ/T 斜率变化缓慢的区间。

3 性能仿真

在采用匹配序列对波特率采样定时误差进行估计时,要利用数据判决反馈方法,假定数据正确解调,在解调的数据中搜索可以得到 h_1 、 h_{-1} 和 h_1 的序列。由于不能在每个码元时间内都对采样时钟进行调整,因此要求采样时钟定时误差漂移相对码元速率不能太快。可以认为定时误差在一个估计窗(即一定长度的数据)内是不变的。为了消除噪声的影响,需要对得到的定时误差估计进行滤波,比较简单的方法是在一个训练序列或估计窗内对多个估计值取平均。

假定无信道失真,依(5)式对 $h(t)$ 截断,在一个估计窗内对定时误差 τ 进行 10 次估计并取平均。图 4 是由 $f(\tau) = h_1$ 进行定时估计,对 $h(t)$ 截断 $N=2$ 时,定时误差估计 $\hat{\tau}$ 的方差随信噪比变化的曲线;图 5、图 6 和图 7 是由(7)式进行定时估计, N 分别为 1、2 和 3 时,定时误差估计 $\hat{\tau}$ 的方差随信噪比变化的曲线。

图 4 $N=2$ 时依 $f(\tau) = h_1$ 的估计方差图 5 $N=1$ 时依(7)式的估计方差图 6 $N=2$ 时依(7)式的估计方差图 7 $N=3$ 时依(7)式的估计方差

比较图 4、5、6 和 7 可以看出, 由 (7) 式对定时误差进行估计, 明显小于 $f(\tau)$ 的估计方差, 使得估计性能有很大改善。

由图 5、6、7 可以看出, 依 (7) 式对定时误差进行估计具有以下特点:

(1) $N=1$ 、2 和 3 的方差下降速度依次加快。定时估计误差有两个来源: 一是由于噪声引起, 另一是对 $h(t)$ 截断引起的。在信噪比较小时, 估计误差主要由噪声引起, 在信噪比较大时, 估计误差主要由截断引起。因为当 N 增大时, 截断对 $h(t)$ 的逼近程度逐渐改善, 因此估计方差逐渐减小。当信噪比较大时, $\alpha=0.8$ 的方差最小, 这是因为截断对它的逼近程度最好。

(2) 当信噪比较小时, $\alpha=0.8$ 的估计方差比较大, 这是因为信噪比较小时, 估计误差主要由噪声引起。参见图 3 可得, $\alpha=0.8$ 对应的特性曲线的斜率比 $\alpha=0.3$ 和 $\alpha=0.5$ 的斜率小, 这样在信噪比较小的情况下受噪声影响比 $\alpha=0.3$ 和 $\alpha=0.5$ 大; 当信噪比较大时, $\alpha=0.8$ 的估计方差最小, 这是因为信噪比较大时, 估计误差主要取决于截断对 $h(t)$ 的影响, 而 $\alpha=0.8$ 时, 截断对它的逼近程度最好。

(3) 当信噪比较大时, $N=1$ 也可以得到较满意的定时误差估计性能, 由此可使得系统大大简化。

在这种定时同步方法中, N 的选取对系统性能有较大的影响。当 N 取得较小时, 在一定长度码流中, 匹配码字出现的概率比 N 取得较大时匹配码字出现的概率要大。因此, N 取得较小, 对同步的建立和保持有利。 N 取得较小还可以降低系统的复杂度。但是, N 越小, 估计的方差就越大, 因此 N 的选取应在同步的速度与精度作折衷。

4 环路稳定时的定时误差估计

当定时误差较大或粗同步时, 可用 (7) 式对定时误差作出精确估计进行快速同步; 当环路稳定时, 定时误差较小, 可以将估计过程简化。令

$$f_1(\tau) = h_1/h_0, \quad (8)$$

当 $h(t)$ 为升余弦脉冲时,

$$h(t) = \frac{\sin(\pi t/T)}{\pi t/T} \cdot \frac{\cos(\alpha\pi t/T)}{1 - 4\alpha^2(t/T)^2}, \quad (9)$$

上式中, α 为低通滤波器的滚降系数, $0 \leq \alpha \leq 1$;

$$h_0(\tau) = \frac{\sin(\pi\tau/T)}{\pi\tau/T} \cdot \frac{\cos(\alpha\pi\tau/T)}{1 - 4\alpha^2(\tau/T)^2}, \quad (10)$$

$$h_1 = h(\tau + T) = \frac{\sin[\pi(1 + \tau/T)]}{\pi(1 + \tau/T)} \cdot \frac{\cos[\alpha\pi(1 + \tau/T)]}{1 - 4\alpha^2(1 + \tau/T)^2}; \quad (11)$$

$$\begin{aligned} f_1(\tau) &= h(\tau + T)/h(\tau) \\ &= (-1) \cdot \frac{\tau/T}{1 + \tau/T} \cdot \frac{\cos[\alpha\pi(1 + \tau/T)]}{\cos(\alpha\pi\tau/T)} \cdot \frac{1 - 4\alpha^2(\tau/T)^2}{1 - 4\alpha^2(1 + \tau/T)^2}. \end{aligned} \quad (12)$$

对于一般的 α , 从 (12) 式直接得到 τ 是很困难的。下面分析 τ 取 0、0.5 和 1 的情况。

令 $f_1(\tau) = h(\tau + T)/h(\tau) = b$, $\tau/T = \beta$;

(1) $\alpha=0$, 由 (12) 式可得, $b = -\beta/(1 + \beta)$, 从而得到

$$\beta = \tau/T = -b/(1 + b); \quad (13)$$

当 $|\beta| \ll 1$ 时, 可得

$$\beta = \tau/T \approx -b. \quad (14)$$

(2) $\alpha=0.5$, 由 (12) 式得到

$$b = (-1) \cdot (1 - \beta)/(\beta + 2) \cdot \text{tg}(\beta\pi/2); \quad (15)$$

当 $|\beta| \ll 1$ 时, 可得

$$\beta = \tau/T \approx (-1) \cdot (2/\pi)\text{arcctg}(2b) \approx -4b/\pi. \quad (16)$$

(3) $\alpha=1$, 由 (12) 式可得

$$b = \beta/(1 + \beta) \cdot (1 - 4\beta^2)/[1 - 4(1 + \beta)^2]; \quad (17)$$

当 $|\beta| \ll 1$ 时, 可得

$$\beta = \tau/T \approx -3b. \quad (18)$$

由 (14)、(16) 和 (18) 式可以看出, 当 $\alpha=0$ 、0.5 和 1.0 时, 在定时同步环路稳定的情况下, 只需计算 h_0 和 h_1 就可得到定时误差 τ , 且 τ 与 h_1/h_0 近似存在线性关系, 使得估计过程简化。

5 结束语

本文提出了一种波特率采样定时同步的新方法。根据信道冲激响应 $h(t)$ 的特点, 将 h_1/h_0 与 h_{-1}/h_0 相结合对定时误差 τ 进行估计。这种定时误差估计方法与将 h_1 或 h_{-1} 作为定时误差函数相比, 无需对前端的 AGC 电路提出很高的要求, 具有比较好的估计特性。通过计算机仿真得到了在不同信噪比、信道冲激响应不同截断条件下定时误差的估计性能。仿真结果表明估计性能有很大的改善, 在信噪比较大时, 即使截断 $N=1$ 也可以得到较满意的估计性能。最后推导了在定时同步环路稳定时定时误差的估计方法, 可以使估计过程简化。需要指出的是, 本方法属于判决反馈同步方法, 在同步建立阶段, 需要使用训练序列; 在同步建立后, 假定判决的数据正确, 使用判决的数据来维持同步。在信噪比较高时, 误码率很低, 判决数据有足够的正确度, 偶尔的判决的数据出错, 将不会造成严重的时钟同步问题。如果数据误码率较高, 将会失去同步, (这也是其它判决反馈同步方法面临的问题)。因此建议在信噪比较高时使用本方法。

参 考 文 献

- [1] Müeller K H, Muller M. Timing recovery in digital synchronous data receivers. IEEE Trans. on COM, 1976, COM-24(5): 516-531.
- [2] Jennings A, Clarke B R. Data-sequence selective timing recovery for PAM systems. IEEE Trans. on COM, 1985, COM-33(7): 729-731.

- [3] Armstrong J. Symbol synchronization using baud-rate sampling and data sequence dependent signal processing. *IEEE Trans. on COM*, 1991, COM-39(1): 127-132.
- [4] Tzeng C-P J, Hodges D A, Messerschmitt D G. Timing recovery in digital subscriber loops using baudrate sampling. *IEEE J.of SAC*, 1986, SAC-4(11): 1302-1311.
- [5] Farhang-Boroujeny B. Near optimum timing recovery for digitally implemented data receivers. *IEEE Trans. on COM*, 1990, COM-38(9): 1333-1336.
- [6] Oerder M, Mery H. Digital filter and square timing recovery. *IEEE Trans. on COM*, 1988, COM-36(5): 605-612.
- [7] Gardner F M. A BPSK/QPSK timing-error detector for sampled receivers. *IEEE Trans. on COM*, 1986, COM-34(5): 423-429.
- [8] Ascheid G, Oerder M, Stahl J, Meyr H. An all digital receiver architecture for bandwidth efficient transmission at high data rates. *IEEE Trans. on COM*, 1989, COM-37(8): 804-813.
- [9] Sabel L P, Cowley W G. Block processing feedforward symbol timing estimator for digital modems. *Electron. Lett.*, 1994, 30(16), 1273-1274.
- [10] Brandao A L, Lopes L B, McLernon D C. Method for timing recovery in presence of multipath delay and cochannel interference. *Electron. Lett.*, 1994, 30(13), 1028-1029.

A NEW ALGORITHM FOR SYMBOL TIMING RECOVERY USING BAUDRATE SAMPLING

Wang Yuhong Xue Xiaoming Fan Changxin Li Jiandong

(*Information Science Institute, Xidian University, Xi'an 710071*)

Abstract A new algorithm for symbol timing recovery using baudrate sampling is presented, which does not demand strict requirements for the AGC circuit in the front part. Simulations show that estimate performance can be greatly improved using this algorithm.

Key words Baudrate sampling, Timing error estimate

王育红: 女, 1970 年生, 博士生, 主要从事 DDS、全数字同步方面的研究.

薛筱明: 男, 1970 年生, 讲师, 主要从事软件无线电方面的研究.

樊昌信: 男, 1931 年生, 教授, 主要从事多媒体通信, 低轨卫星通信, ISDN & BISDN, 语音图象处理, 尤其是低速率编码.

李建东: 男, 1962 年生, 教授, 主要从事个人通信, 分组无线网方面的研究.