

一种基于 IIR 信道输出过采样的 SIMO 模型

田立斌 陈芳炯 韦 岗
(华南理工大学电信学院 广州 510641)

摘 要: 通过对 IIR 信道输出的过采样(Oversampling), 该文提出一种新的单输入多输出(Single-Input-Multiple-Output, SIMO)模型。较现有模型大大简化, 可作为 IIR 信道盲辨识研究的依据。该文同时分析了采样率和 SIMO 模型子信道数的关系, 并用计算机仿真给出他们对辨识效果的影响, 可作为选择采样率和子信道数的参考。

关键词: 盲辨识, 多信道模型, 过采样

中图分类号: TN911.7

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2005)07-1058-03

A New SIMO Model Based on Oversampling IIR Channels

Tian Li-bin Chen Fang-jiong Wei Gang

(School of Electronics and Communication, South China University of Technology, Guangzhou 510641, China)

Abstract A new Single-Input-Multiple-Output (SIMO) model by oversampling the output of an IIR channel is proposed. This new model is much simpler than existing one and it makes blind IIR channel identification easier to be achieved. Extensive discussions and computer simulation results are given. The efficiency and effectiveness of oversampling ratio and subchannels number of the proposed model are presented. This becomes an important cornerstone for further study in blind IIR channel identification.

Key words Blind identification, SIMO model, Oversampling

1 引言

盲信道辨识在雷达信号处理、生物信号处理、移动通信等方面有很多重要的应用, 是信号处理一个重要的研究领域。现有关于盲辨识的研究一般利用信道冗余性。比如在接收端采用接收器阵列或对信道输出进行过采样, 即对接收模拟信号的采样率大于输入离散信号的码率。这类方法已经取得成果并形成一些高效的算法^[1]。但是, 这些算法大多数只针对有限冲击响应(FIR Finite-Impulse-Response)信道。在某些应用场合^[2], 用 FIR 信道建模可能使得信道阶数很高。因此 IIR(Infinite-Impulse-Response)信道盲辨识也引起人们的注意。Bai 等^[2]提出了一种基于输出过采样的 IIR 信道盲辨识算法。Raz 等^[3]则采用接收器阵列, 提出一种基于多信道模型的算法。在该多信道模型中每一子信道是一个独立的 IIR 信道。文献[1]已经证明对于 FIR 信道, 过采样和采用接收器阵能建立等价的多信道模型。但是, 对于 IIR 信道, 过采样和采用接收器阵的关系需要进一步的研究。

本文将证明通过对单输入单输出 IIR 信道输出的过采样, 可以建立单输入多输出(SIMO)的多信道模型, 在该模型中, 所有子信道都是 IIR 信道, 但有相同的 AR(Auto-regressive)模型。该多信道模型可以进一步分解为一个 AR 模型和一个传统的 FIR SIMO 模型。使得现有 AR 模型和 FIR SIMO 模型盲辨识算法能应用于 IIR 信道的盲辨识。因此, 该模型可作为 IIR 信道盲辨识的基础。同时, 本文也证明对一个给定的过采样率, 多信道模型的子信道数是可变的, 并会影响辨识效果。本文讨论了如何选择适当的过采样率和子信道数并给出相关的计算机仿真结果。

2 系统模型

考虑一个时间连续信道, 其输入是离散信号, 则输出信号可以表示为:

$$y(t) = \sum_{m=1}^{+\infty} s(mT_i)h(t - mT_i) \quad (1)$$

其中 $h(t)$ 是冲击响应, $s(mT_i)$ 是输入信号, T_i 为输入序列

符号间距。为了分析的方便,暂时不考虑噪声的影响。假设信道输出的采样间距为 T_o , 则采样后的信号可以表示为

$$y(kT_o) = \sum_{m=1}^{\infty} s(mT_i)h(kT_o - mT_i) \quad (2)$$

盲信道辨识一个重要的处理方法就是让接收端的采样率高于输入信号的码率。这一过程称为过采样。 $p = T_i/T_o$ 被定义为过采样率^[2]。不失一般性, T_o 可以规范化为 1, 于是

$$y(k) = \sum_{m=1}^{\infty} s(mp)h(k - mp) \quad (3)$$

$s(mp)$ 可以看成 $s(m)$ 经 p 倍内插得到。对上式两边进行 z 变换, 得到

$$y(z^{-1}) = h(z^{-1})s(z^{-p}) \quad (4)$$

其中

$$h(z^{-1}) = \frac{b(z^{-1})}{a(z^{-1})} = \frac{b_1z^{-1} + \dots + b_Nz^{-N}}{1 - a_1z^{-1} - \dots - a_Nz^{-N}} \quad (5)$$

信道盲辨识的目标就是在只有 $y(k)$ 已知的情况下给出 $h(z^{-1})$ 的一个估计。

3 新 SIMO 模型

以下定理给出新模型的一个描述。

定理 1 由式(4)所描述的离散线性系统能唯一地被转换一个单输入多输出系统, 该系统有 p 个子信道并且各子信道的冲击响应可表示为

$$\begin{aligned} y^l(z^{-1}) &= \frac{d^l(z^{-1})}{g(z^{-1})} s(z^{-1}) \\ &= \frac{d_1^l z^{-1} + \dots + d_N^l z^{-N}}{1 - g_0 z^{-1} - \dots - g_N z^{-N}} s(z^{-1}), \\ & \quad l = 0, \dots, p-1 \end{aligned} \quad (6)$$

证明 式(4)可重写为

$$a(z^{-1})y(z^{-1}) = b(z^{-1})s(z^{-p}) \quad (7)$$

证明的关键是寻找序列 $c(z^{-1})$, 使得 $a(z^{-1})c(z^{-1}) = g(z^{-p})$ 是关于 z^{-p} 的多项式。先假设 $c(z^{-1})$ 是存在的, 定义 $d(z^{-1}) = c(z^{-1})b(z^{-1})$, 对 $y(z^{-1})$ 和 $d(z^{-1})$ 作如下的多项式分解:

$$\left. \begin{aligned} y(z^{-1}) &= y^0(z^{-p}) + z^{-1}y^1(z^{-p}) + \dots + z^{-(p-1)}y^{p-1}(z^{-p}) \\ d(z^{-1}) &= d^0(z^{-p}) + z^{-1}d^1(z^{-p}) + \dots + z^{-(p-1)}d^{p-1}(z^{-p}) \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

对式(7)两边同乘 $c(z^{-1})$, 得到

$$\begin{aligned} g(z^{-p})(y^0(z^{-p}) + z^{-1}y^1(z^{-p}) + \dots + z^{-(p-1)}y^{p-1}(z^{-p})) \\ = (d^0(z^{-p}) + z^{-1}d^1(z^{-p}) + \dots + z^{-(p-1)}d^{p-1}(z^{-p}))s(z^{-p}) \end{aligned} \quad (9)$$

对比上式两边多项式系数, 可得

$$g(z^{-1})y^i(z^{-1}) = d^i(z^{-1})s(z^{-1}), \quad i = 0, \dots, p-1 \quad (10)$$

上式实际上已经描述了一个具有 p 个子信道的 SIMO 模型, 该模型的输入是 $s(z^{-1})$, 各个子信道的传输函数是 $d^i(z^{-1})/g(z^{-1})$, ($i = 0, \dots, p-1$)。注意到式(10)中各子信道有相同的 AR 模型, 式(10)实际上已经在 $c(z^{-1})$ 存在的前提下, 把式(4)所描述的离散系统转换成一个新的单输入多输出模型。在文献[4]中已证明当 $c(z^{-1})$ 的长度被适当选取时 $c(z^{-1})$ 是唯一的。注意到唯一的 $c(z^{-1})$ 意味着唯一的模型转换, 于是定理 1 得证。

对定理 1 还必须作以下的说明:

(1) 式(6)中的 N' 不一定等于式(5)中的 N , 即模型转换后模型阶数可能变化。但是这一不确定性不会增加模型辨识的复杂性, 因为实际应用中对于一个给定的盲辨识问题, 其信道阶数是未知的。既然模型转换是唯一的, 可以用 SIMO 模型阶数的估计代替原 IIR 信道阶数的估计。

(2) 式(6)所描述的 SIMO 模型和文献[3]中的 SIMO 模型有很大的不同。在文献[3]的 SIMO 模型中, 各子信道是完全不同的 IIR 滤波器。可以看出, 式(6)所描述的模型可分为两部分: 其中 $d^l(z^{-1})$ 表示传统的 FIR SIMO 模型, $g(z^{-1})$ 表示一个传统的 AR 模型。关于 FIR SIMO 模型和 AR 模型的盲辨识已经有很成熟的研究^[1,5]。定理 1 把不确定性较高的 IIR 信道盲辨识问题分解成两个研究较完善的盲辨识问题, 使得现有算法能用于 IIR 信道盲辨识。

(3) 从定理可以看出, 一个较高的过采样率会产生一个有较多子信道的 SIMO 模型, 从而产生更多未知参数(即更长的未知序列 $d(z^{-1})$)。可以预计过采样率将影响信道辨识性能。

4 与已有算法的联系

文献[2]算法 4.1 中过采样率为 $p = 2(N + 1)$ (其中 N 表示 IIR 信道阶数)。作者把采样信号分解为两个部分:

$$y(z) = y_0(z^2) + z^{-1}y_1(z^2) \quad (11)$$

其中(见文献[2]式 4.2-4.6)

$$y_0(z) = G_0(z)s(z^{n+1}) = \frac{\beta_0(z)}{\alpha(z)}s(z^{n+1}) \quad (12)$$

$$y_1(z) = G_1(z)s(z^{n+1}) = \frac{\beta_1(z)}{\alpha(z)}s(z^{n+1}) \quad (13)$$

可以看到, 式(11)实际上已经把把采样信号分解成两个子信道, 并且每个子信道有相同的 AR 参数 $(\alpha(z))$ 。但是, 文献[2]未能给出进一步的论述。在式(11)的分解中, 子信道数和过采样率是不同的, 实际上在利用定理 1 进行模型转换时, 我们也可以让子信道数和过采样率不相等。在式(7)中 $s(z^{-p})$ 被看成是关于 z^{-p} 的多项式。令 β 为 p 的一个

因数, 即 $p = \alpha\beta$, 其中 α 是一正整数。则 $s(z^{-p})$ 也可以看成是关于 $z^{-\beta}$ 的多项式, 记为 $\bar{s}(z^{-\beta})$, 则式(7) 被重写为

$$a(z^{-1})y(z^{-1}) = b(z^{-1})\bar{s}(z^{-\beta}) \quad (14)$$

于是模型转换后的一般形式为

$$g(z^{-1})y'(z^{-1}) = d'(z^{-1})\bar{s}(z^{-1}), \quad i = 0, \dots, \beta - 1 \quad (15)$$

其中 $\bar{s}(z^{-1})$ 可以看成 $s(z^{-1})$ 经 α 倍内插后得到。

式(15)显示模型转换后的子信道数是过采样率的一个因数。于是对于给定的 IIR 信道和过采样率, 可以建立有不同子信道数的 SIMO 模型。

5 计算机仿真

计算机仿真主要用于显示过采样率和子信道数对辨识效果的影响。本文侧重于对参数辨识偏差的影响, 因此假设 IIR 信道和 SIMO 模型的阶数已知。在仿真中, SIMO 被分成两部分, 其中 FIR SIMO 模型的辨识利用子空间法^[1], AR 模型的辨识则直接利用 Yule-Walker 方程^[6]。未知 IIR 信道具有如下的传递函数:

$$h(z^{-1}) = \frac{b(z^{-1})}{a(z^{-1})} = \frac{0.3 - 0.5086z^{-1}}{1 - 0.9863z^{-1} + 0.3975z^{-2}} \quad (16)$$

在 SIMO 模型辨识后, 再把参数转换成原 IIR 信道参数。辨识效果用归一化均方根误差 (Normalized-Root-Mean-Square-Error, NRMSE) 衡量, 其定义为

$$\text{NRMSE} = \frac{1}{N_i} \sqrt{\sum_{i=1}^{N_i} \|\mathbf{h} - \hat{\mathbf{h}}_i\|^2} \quad (17)$$

其中 $\mathbf{h} = [\mathbf{a}, \mathbf{b}]$ 表示归一化后的实际信道参数。 N_i 表示独立试验的次数。 $\hat{\mathbf{h}}_i = [\hat{\mathbf{a}}_i, \hat{\mathbf{b}}_i]$ 第 i 次试验的归一化估计参数。

在第 1 个仿真中, 过采样率固定为 $p = 6$, 从上述的讨论可知子信道数可以为 2, 3 或 6。不同子信道数和不同信噪比下的辨识性能如图 1 所示, 其中输入序列的长度为 1000, 每一条曲线是 100 次独立试验的结果。从图 1 可以看出当子信道数较多时辨识效果较好。主要原因是在 SIMO 模型辨识时, 利用了不同子信道间的交叉相关性 (cross-relation), 因此, 当子信道数较多时, 这种交叉相关性能被更充分利用。文献[2]中 算法 4.1 采用一个相当高的过采样率, 把采样结果分解成两个子信道, 是效率不高的方法。在进行模型转换时, 应该让子信道数等于过采样。

第 2 个仿真让子信道数等于过采样率并考察过采样率对辨识效果的影响。不同过采样率下的辨识效果如图 2 所示。可以看出, 当过采样率不是很高时, 高的过采样率可以得到较好的辨识效果。但随着过采样率的增加, 辨识性能的

提升变得不明显。其原因是虽然高过采样率可以得到更多的子信道数, 但是也增加了未知参数的个数, 并有可能影响算法中矩阵的条件数。当过采样率太高时, 负面的影响就可能抵消掉性能的提升。

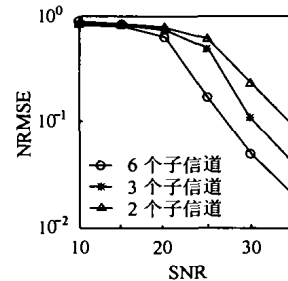


图1 不同子信道数下辨识效果比较

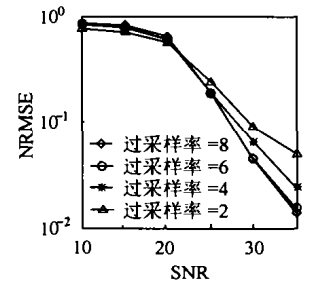


图2 不同过采样率下辨识效果比较

6 结束语

基于对 IIR 信道输出的过采样, 本文提出一种新的 SIMO 模型, 并证明在该模型中子信道数是可变的。计算机仿真显示了子信道数和过采样率对辨识效果的影响, 可作为选择过采样率和子信道数的依据。后继工作可侧重于基于这一新模型的 IIR 信道盲辨识算法研究。

参考文献

- [1] Moulines E, Duhamel P, Francois J, Mayargue S. Subspace methods for blind identification of multichannel FIR filters. *IEEE Trans. on Signal. Processing*, 1995, 43(2): 516 - 525.
- [2] Bai E, Fu M. Blind system identification and channel equalization of IIR systems without statistical information. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1999, 47(7): 1910 - 1921.
- [3] Raz G M, Van Veen B D. Blind equalization and identification of nonlinear and IIR systems—a least squares approach. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2000, 48(1): 192 - 200.
- [4] Chen F, Kwong S, Wei G, Ku C K W, Man K F. Blind linear channel estimation using genetic algorithm and SIMO model. *Signal Processing*, 2003, 83(9): 2021 - 2035.
- [5] Leung H, Wang S, Chan A M. Blind identification of an autoregressive system using a nonlinear dynamical approach. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2000, 48(11): 3017 - 3027.
- [6] 张贤达. 现代信号处理. 北京: 清华大学出版社, 1994: 87 - 90.

田立斌: 男, 1967 年生, 讲师, 在职博士生, 研究方向是信道盲辨识、多用户检测。

陈芳炯: 男, 1975 年生, 讲师, 研究方向是多用户检测、空时处理等。

韦岗: 男, 1963 年生, 教授, 研究方向是无线通信、多媒体信号处理等。