



研究与开发

TDS-OFDM 系统高效并行 MAP 定时恢复算法

李阳光, 包建荣, 姜斌, 刘超

(杭州电子科技大学信息工程学院, 浙江 杭州 310018)

摘要: 针对 5G 通信无线多媒体传输时域同步—正交频分复用 (TDS-OFDM) 系统中的符号定时恢复处理慢、性能距离理论界较大等问题, 提出了一种并行 MAP 定时恢复算法。它通过拉格朗日插值, 能较好地提取最佳采样点幅度与极性变化信息, 检测定时误差。而且该算法采用了高效并行的最大后验概率 (MAP) 准则, 高速完成定时误差估计。仿真表明, 与现有 MM 算法、Gardner 算法等相比, 该算法估计精度较高, 结果逼近 MAP 定时恢复算法, 差距约 2 dB。

关键词: TDS-OFDM; 定时恢复; 插值滤波; 误差检测; MAP 准则

中图分类号: TN934.3

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2018013

Efficient parallel MAP timing recovery algorithm for TDS-OFDM systems

LI Yangguang, BAO Jianrong, JIANG Bin, LIU Chao

Hangzhou Dianzi University Information Engineering School, Hangzhou 310018, China

Abstract: According to the problems of the existing timing recovery algorithm with the time-domain orthogonal frequency division multiplexing (TDS-OFDM) modulation in the wireless multimedia transmissions of 5G communications, such as slow processing speed and big theoretical distance, a parallel MAP timing recovery algorithm was proposed. Specifically, the Lagrangian interpolation was used and the amplitude and polarity change of the optimal sampling points were extracted to detect the timing error efficiently. Meanwhile, with the parallel maximum a posteriori (MAP) criterion, the timing error estimate was obtained at high speed. The simulation results show that the accuracy of the proposed algorithm is improved, when comparing with the existing MM algorithm, Gardner algorithm and others. The estimation result is very close to the MAP timing recovery algorithm, the difference is about 2 dB.

Key words: TDS-OFDM, timing recovery, interpolation filtering, error detection, MAP criterion

收稿日期: 2017-09-12; 修回日期: 2017-11-16

通信作者: 包建荣, baojr@hdu.edu.cn

基金项目: 浙江省科技计划基金资助项目 (No.2015C31103); 国家自然科学基金资助项目 (No.61471152); 浙江省自然科学基金资助项目 (No. LZ14F010003); 杭州电子科技大学科研创新基金资助项目 (No.CXJJ2016032); 杭州电子科技大学 2017 年高等教育研究资助项目 (No.XNFz201702)

Foundation Items: Science and Technology Plan Project of Zhejiang Province (No.2015C31103), The National Natural Science Foundation of China (No.61471152), Natural Science Foundation of Zhejiang Province of China (No.LZ14F010003), The Graduate Scientific Research Foundation of Hangzhou Dianzi University (No.CXJJ2016032), The 2017 Higher Education Research Project of Hangzhou Dianzi University (No.XNFz201702)



1 引言

5G 是继 4G 移动通信之后的新一代移动通信系统^[1]。5G 具有超高的频谱利用率、能效和资源利用率。为实现 5G 通信超高的频谱利用率等特性,正交频分复用(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)调制是关键技术^[2-4]。近年来,新出现了一种伪随机序列(PN)填充循环前缀的时域同步正交频分复用(time domain synchronous-orthogonal frequency division multiplexing, TDS-OFDM)调制技术,可作为高性能的 5G 通信系统中的调制技术。且该技术已被成熟应用于我国地面数字多媒体无线广播等领域,因其具有较高信道估计及同步性能,获得较好应用。同时,5G 在传输速率等方面要求更高,故对传输时延控制及定时恢复等性能要求也更加严格^[5]。在现有数字接收机中,定时恢复方法主要分为以下 3 种:模拟、数模混合及全数字方法。前两种方法的收发端时钟在相位和频率上需严格保持一致,但其反馈过程易出现采样值丢失等问题,导致较大噪声产生;第三种方法全部在数字域完成,因其实现复杂度较低,跟踪性能较好,而被广泛应用。目前,经典的定时恢复算法有 Gardner 算法^[6]、MM 算法^[7]及早迟门检测算法^[8]等。其中, Gardner 算法^[6,9]无需数据辅助及判决反馈,但其对带宽受限信号的定时抖动较大,故对其改进,出现了预滤波法^[10]和补偿法^[11]等方法,但实现复杂度较高。另外,参考文献[12]也在复杂度和硬件可实现性方面对 Gardner 算法改进,但仍无法降低多进制调制下定时恢复的实现复杂度。此外,还出现了以码元符号辅助的定时误差检测^[13],该类算法降低了复杂度,但性能得以降低。另外,因数字通信对传输速率的要求提高及硬件性能限制,故定时恢复的并行化实现也获得了一定进展。参考文献[14]提出了一种时域并行定时恢复

技术,可在速率较高通信系统中取得良好性能,且实现结构也较为简单,但它只可用于采样速率稍大于 4 倍符号速率的情况。之后,出现了采用部分并行定时恢复结构,可实现 1.2 Gbit/s 的高速通信^[15],但它只实现了插值过程的并行实现。随后,还有频域并行的实用化定时恢复技术^[16-18],如在 FPGA 上实现频域 32 路并行定时恢复,但实现过程也较复杂,占用系统资源较多,且功耗大。为降低能耗,参考文献[19]对传递帧信息差实施数据压缩,减少数据量处理。另外,为降低复杂度,可减少采样点数相关计算,故对较少采样倍数的定时恢复算法还需进一步研究。因此,针对现有的早迟门检测算法对相位敏感、无法满足数据高速传输、传统并行定时恢复采样速率限制及 Gardner 算法实现复杂度高等问题,算法还需改进。

针对上述现有 TDS-OFDM 调制中定时恢复的不足,提出了一种并行定时恢复算法。该算法以 Gardner 算法为基础,采用拉格朗日并行插值,并以环路带宽及其更新时间设计环路滤波系数,实现定时误差检测;最后,以并行最大后验概率(maximum a posterior, MAP)准则估计,实现快速定时恢复。

2 MAP 并行 TDS-OFDM 定时恢复

在 TDS-OFDM 调制系统中,接收信号经模数转换后,由 PN 序列填充保护间隔形成信号,并将其分配至多条并行通路。另外,信号与信道以不同间隔采样,并由 N 点拉格朗日多项式完成插值。经滤波后,输出内插点附近符号的采样点 $y(k)$ 和 $y(k-1)$ 及其中间位置采样点 $y(k-1/2)$,用于检测定时误差,并以 MAP 准则估计定时误差。定时恢复流程如图 1 所示。

2.1 插值滤波

设首次采样周期为 T_s ,信道以间隔 T_s 采样,且采样率满足奈奎斯特采样定理。信道样值经

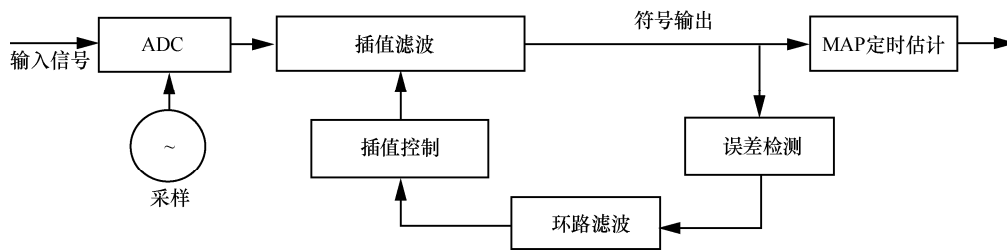


图1 定时恢复流程

模数转换,生成加权模拟脉冲序列后,经连续数字插值输出为^[20]:

$$y(n) = \sum_m x(mT_s)h_l(n-mT_s) \quad (1)$$

其中, $\sum$ 表示累加,即对所有 m 对应的 $x(mT_s)h_l(n-mT_s)$ 项累加; $h_l(n)$ 为理想的插值滤波冲激响应:

$$h_l(n) = \text{sinc}(n/T_s) = \sin(\pi n/T_s)/\pi n/T_s \quad (2)$$

而且, $h_l(n)$ 的频率响应为理想矩形窗,其计算式为:

$$H_l(f) = \begin{cases} 1, & |f| \leq 1/(2T_s) \\ 0, & |f| > 1/(2T_s) \end{cases} \quad (3)$$

其中, sinc 是理想插值滤波函数,但因其抽头系数是无限长、非因果,故需将无限个采样值加权求和,无法物理实现。因此,在实际插值中,所用滤波器是非理想的。另外,仅在接收端计算最佳采样时刻的值,即可得到正确符号,无需由采样信号完全恢复出模拟信号。

设再采样周期为 T_i , 经插值后输出序列

$y(n)$, 以间隔 T_i 采样输出为:

$$y(kT_i) = \sum_m x(mT_s)h_l(kT_i-mT_s) \quad (4)$$

另外,间隔 T_i 是非固定的,随数控振荡器(numeric controlled oscillator, NCO)的输出调整变化。同时, T_i 保持与本地接收机符号最佳判决间隔时间 T 同步。其中, T 表示符号周期。

设 m 为信号索引值,插值滤波索引式为 $i = \lceil kT_i/T_s \rceil - m$ 。其中, $\lceil z \rceil$ 表示不超过 z 的最大整数。然后,定义一个基本指针 m_k 和一个小数间隔 u_k 。其中, m_k 表示相对采样间隔 T_s 归一化定时误差的整数部分, u_k 为其小数部分,且有 $m_k = \lceil kT_i/T_s \rceil$ 及 $u_k = kT_i/T_s - m_k$ 。因此,可得 $m = m_k - i$ 和 $kT_i - mT_s = i + u_k$,故再采样点间隔与输入采样点间隔关系为 $kT_i = (m_k + u_k)T_s$ 。由式(4)推导,数字插值基本方程为:

$$y(kT_i) = y[(m_k + u_k)T_s] = \sum_{i=I_1}^{I_2} x[(m_k - i)T_s]h_l[(i + u_k)T_s] \quad (5)$$

时域采样点插值模型如图2所示。

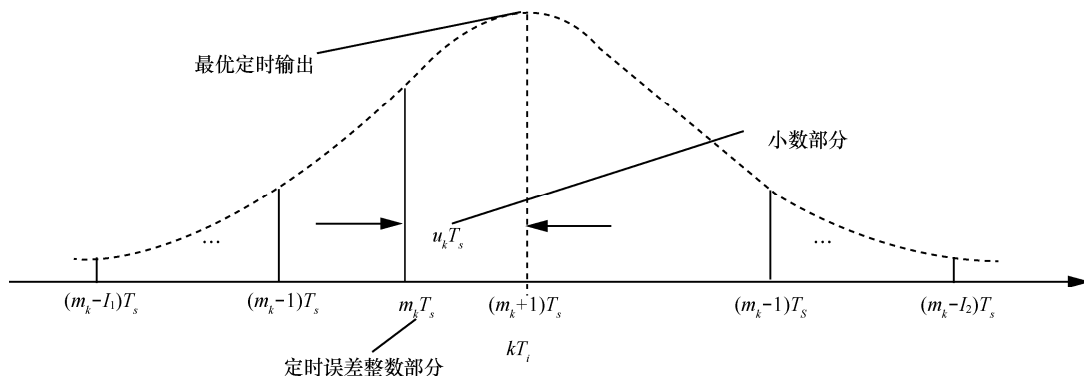


图2 时域采样点插值模型



其中, kT_i 点为最佳定时采样点, 对其左右共 N 个样点插值, 函数值 $y(kT_i)$ 为其最佳定时恢复输出。

通常因插值阶数的不同, 可能会引起 Runge 现象, 即插值节点加密而误差增大, 故在选择采样序列时, 尽量使得定时输出点 $t=(m_k+u_k)T_s$, 处于所选样点值区间的中间位置。另外, 基于该原则, 设插值样点序号为 $t_i=(m_k+i)T_s, i=I_1, \dots, I_2$ 。其中, I_1, I_2 取值如下。

- N 为偶数, $I_1=-N/2+1, I_2=N/2$ 。定时滞后, $u_k \geq 0$; 定时超前, $u_k < 0$, 最佳样点在第 m_k 个样点前 $|u_k|$ 处。其中, $||$ 表示取绝对值。
- N 为奇数, 定时滞后或超前, $I_1=-\lceil N/2 \rceil, I_2=\lceil N/2 \rceil$ 。

采用拉格朗日插值算法, 将离散样点转换为连续时域波形, 其对应 N 点多项式为:

$$y(n) = \sum_{i=I_1}^{I_2} C_i x(I_1 + I_2 - i) \quad (6)$$

其中, 系数 C_i 为:

$$C_i = \prod_{j=I_1, j \neq i}^{I_2} (t - t_j) / (t_i - t_j) \quad (7)$$

其中, $\prod$ 表示累乘, 即对所有 i 对应的 $(t - t_j) / (t_i - t_j)$ 项累积; i, j, I_1, I_2 均为自然数, 且 $-2 \leq i, j \leq 1$; 将 t 归一化: $t=(i+u_k)T_s$, 由式 (6)、式 (7) 可得:

$$h_i[(i+u_k)T_s] = C_i(u_k) \quad (8)$$

当 N 为偶数时, 插值系数 C_i 可由范得蒙行列式求得, 其对应计算式如下:

$$\begin{bmatrix} 1 & -N_1 & (-N_1)^2 & A & (-N_1)^N \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & N_2 & N_2^2 & A & N_2^N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_{-N_1} \\ \vdots \\ c_{-1} \\ c_0 \\ c_1 \\ \vdots \\ c_{N_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x(n-N_1) \\ \vdots \\ x(n-1) \\ x(n) \\ x(n+1) \\ \vdots \\ x(n+N_2) \end{bmatrix} \quad (9)$$

其中, A 表示 $(-N_1)^r$, 且 r 为整数, $1 < r < N$ 。

对等式 (9) 两边变形, 即对范得蒙行列式求逆, 则可得相应插值滤波系数矩阵^[21]。由式 (5) ~ 式 (8) 可得, 基本样点数为 4 的分段插值多项式, 其系数 C_i 分别为:

$$\begin{aligned} C_{-2} &= \lambda u_k^2 - \lambda u_k \\ C_{-1} &= -\lambda u_k^2 + (\lambda + 1)u_k \\ C_0 &= -\lambda u_k^2 + (\lambda - 1)u_k + 1 \\ C_1 &= \lambda u_k^2 - \lambda u_k \end{aligned} \quad (10)$$

其中, λ 的取值范围为 (0, 1)。

综上所述, 由范得蒙行列式求逆, 求得插值滤波系数。并结合式 (2)、式 (3) 可得, 插值滤波过程的时域响应为:

$$h_i(t) = \begin{cases} \lambda(t/T_s)^2 + 3\lambda(t/T_s) + 2\lambda, & -2T_s \leq t \leq -T_s \\ -\lambda(t/T_s)^2 - (\lambda - 1)(t/T_s) + 1, & -T_s \leq t \leq 0 \\ -\lambda(t/T_s)^2 + (\lambda - 1)(t/T_s) + 1, & 0 \leq t \leq T_s \\ \lambda(t/T_s)^2 - 3\lambda(t/T_s) + 2\lambda, & T_s \leq t \leq 2T_s \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (11)$$

2.2 误差检测

调制方式为 QPSK: 确定最佳时刻采样值后, 定时误差检测计算式为:

$$e(k) = y_I(k-1/2)[y_I(k) - y_I(k-1)] + y_Q(k-1/2)[y_Q(k) - y_Q(k-1)] \quad (12)$$

其中, $e(k)$ 为第 k 个符号对应的定时误差; $y_I(k)$ 和 $y_Q(k)$ 为 $y(k)$ 的同向及正交分量; $y_I(k-1/2)$ 和 $y_Q(k-1/2)$ 为 $y(k-1/2)$ 的同向及正交分量; $y_I(k-1)$ 和 $y_Q(k-1)$ 为 $y(k-1)$ 的同向及正交分量。式 (12) 表明, 由两相邻符号可计算定时误差幅度, 且 $e(k)$ 有正负值。

若定时超前, 则 $e(k) < 0$; 若定时滞后, 则 $e(k) > 0$; 若定时准确, 即 $e(k) = 0$, 则 $y_I(k)$ 和 $y_I(k-1)$ 对应最大采样值, $y_I(k-1/2)$ 采样在零点, $y_Q(k)$ 、 $y_Q(k-1)$ 及 $y_Q(k-1/2)$ 同理。当第 k 个与第 $(k-1)$ 个样点值符号极性相反时, 两符号中间样值为零或

在零附近正负跳跃；当极性相同时，误差为零，故由误差信号极性，可确定同步调整方向。另外， $y_I(k)$ 和 $y_I(k-1)$ 异号或 $y_Q(k)$ 和 $y_Q(k-1)$ 异号，才可由式(12)检测定时误差。

调制方式为 QAM：在实际误差检测中，定时误差结果的部分点会出错，且当数据量较大时，错误点的平均值可能为零，因此会出现无定时误差，而中间点样值跳跃变化的情况，导致定时时钟的抖动。为消除该影响，在确定最佳时刻采样值后，定时误差检测计算式为：

$$e(k)=[y_I(k-1/2)-a][y_I(k)-y_I(k-1)]+ \\ [y_Q(k-1/2)-a][y_Q(k)-y_Q(k-1)] \quad (13)$$

其中， $a=[y(k)-y(k-1)]$ 。与式(12)定时恢复波形相比，横坐标上移 a 个单位，且当其在无定时误差时，中间点运算和的均值为零时，与 QPSK 调制情况相同。

2.3 环路滤波系数

定时误差 $e(k)$ 经反馈型环路，确定环路滤波的直通路与反馈路系数 α 和 β ，该定时环路方程为：

$$e(k)=A[\tau(k-L)-e(k-L)] \cdot f(k) \quad (14)$$

其中， $\tau(k)$ 与 $e(k)$ 分别为 k 时刻的定时估计值和其估计误差； A 表示环路增益系数； L 表示环路总时延； $f(k)$ 表示二阶滤波传输方程，经 z 变换后，得到：

$$F(z)=\alpha/(1-z^{-1})+\beta/(1-z^{-1})^2 \quad (15)$$

另外， α 和 β 均与环路带宽及增益相关，将在后续步骤计算。而且，环路带宽 B_L 可表示为：

$$B_L=\int_{-1/2T_u}^{1/2T_u} |H(e^{j2\pi f T_u})|^2 df/2 \quad (16)$$

其中， T_u 表示环路参数更新时间； f 表示本地振荡器频率； $\int$ 表示积分运算； $H(f)=H(z)|_{z=e^{j2\pi f T_u}}$ 表示闭环传输方程，可由式(14)经 z 变换得到：

$$H(z)=AF(z)/[z^L+AF(z)] \quad (17)$$

由式(14)~式(17)及环路分析知， α 和

β 可由 B_L 、 T_u 与 A 来计算：

$$\alpha=16B_L T_u/5A \\ \beta=\alpha^2 A/4 \quad (18)$$

此时，直通路与反馈路系数之比为：

$$\alpha/\beta=5/4B_L T_u \quad (19)$$

而且，为了使系统工作稳定可靠，需确保 $B_L T_u < 0.1$ ，故在环路更新时间固定时，最大环路带宽为： $B_L=0.1/T_u$ ，即在无噪情况下，环路带宽也不会变得更大。

2.4 插值控制

定时误差经环路滤波后，NCO 输出相位递进步长 $w(k)$ 。其中， $w(k)$ 为实数变量，初始值为 $w_0=T_s/T_i$ 。由第 k 时刻及第 $(k-1)$ 时刻误差 $e(k)$ 与 $e(k-1)$ ，确定步长值 $w(k)$ ，计算式为：

$$w(k)=w(k-1)+Q \cdot \{ \varphi_1 \cdot [e(k)-e(k-1)] + \varphi_2 \cdot e(k) \} \quad (20)$$

其中， Q 为非零正整数，表示步长控制增益； $\varphi_1=2B_L \zeta/Q$ ， $\varphi_2=B_L^2/Qf$ ，且 ζ 为实数，表示阻尼系数。

据环路递减工作特性，可确定下一时刻 NCO 中的寄存器值 $\eta(k+1)$ ，计算式为：

$$\eta(k+1)=\text{mod}[\eta(k)-w(k),1] \quad (21)$$

其中， $\eta(k)$ 为实数变量，且 $0 \leq \eta(k) \leq \zeta$ ， ζ 为实常数； mod 为模函数，指取余数部分。

在插值中，设 $\eta_temp(k+1)$ 为 $\eta(k)$ 与 $w(k)$ 的差值，具体过程如下。

步骤 1 计算 $\eta_temp(k+1)=\eta(k)-w(k)$ 。

步骤 2 对 $\eta_temp(k+1)$ 判决如下。

- 当 $\eta_temp(k+1) > 0$ 时， $\eta(k+1)=\eta_temp(k+1)$ ，不实施插值，等下一时钟周期。
- 当 $\eta_temp(k+1) \leq 0$ 时， $\eta(k+1)=\text{mod}[\eta_temp(k+1),1]$ ，判断第 k 点为内插基点 m_{k1} ，且 $m_{k1} \neq m_k$ 。
- 当 $\eta(k) > \zeta$ 时，寄存器数据溢出，据步骤 1 及步骤 2 判断，第 k 点为内插基点 m_{k1} 。



由相似三角形对应边成比例, 计算小数间隔 u_{k1} :

$$\begin{aligned} u_{k1} &= \eta(m_k) / [1 - \eta(m_k) + \eta(m_k + 1)] \\ &= \eta(m_k) / w(m_k) \end{aligned} \quad (22)$$

其中, u_{k1} 为实数, 且 $u_{k1} \neq u_k$ 。确定新内插基点 m_{k1} 与小数间隔 u_{k1} , 计算新内插点 m_1 , 且有 m_1 为实数, $m_1 \neq m_0$; 采样值经滤波后, 计算定时误差; 并由多次反馈, 更新步长值 $w(k)$, 至其不再变化, 确定最佳内插点 m_2 , 检测定时误差, 且有 m_2 为实数, $m_2 \neq m_1$ 。

2.5 MAP 定时估计

以下将开展 MAP 定时恢复的具体实现: 首先, 对于第 2.1~2.3 节所述的定时恢复环路, 在多次反馈调节, 检测误差; 之后, 输出符号由并行 MAP 算法估计定时误差。在无噪声干扰等理想情况下, 接收信号 $s^o(t)$ 表示为:

$$s^o(t) = \sum_k b_k h_T(t - kT) = \sum_k a_k h_D(t - kT) \quad (23)$$

其中, $h_T(t)$ 为定时环路传输响应; $h_D(t) = (h_T(t) - h_T(t - T)) / 2$; $a_k = \pm 1$, $b_k = (a_k - a_{k-1}) / 2$, $h_T(t)$ 计算式为:

$$h_T(t) = \text{erf}(2t\sqrt{\ln 2} / W) \quad (24)$$

其中, $\text{erf}(x)$ 表示误差函数: $\text{erf}(x) = 2 \int_0^x e^{-t^2} dt / \sqrt{\pi}$; W 为脉冲宽度。

在 $t = kT$ 采样时刻, 接收信号 $s^o(n)$ 表示为:

$$y_n^o = s^o(n) = \sum_k a_{n-k} h_D(kT) \quad (25)$$

其中, 上标 o 表示未受时钟抖动或噪声等干扰影响的理想接收信号。

在第 2.3 节, 确定环路滤波系数后, NCO 控制输出内插基点及小数间隔, 估计最佳采样点。之后, 样值经环路滤波输出 y_n , 可近似表示为:

$$\begin{aligned} y_n &= y_n^o + (\hat{\tau}_n - \tau_n) \left[ds^o(t) / dt \right]_{nT} + p(\hat{\tau}_n) \\ &= y_n^o + \gamma_n (\tau_n - \hat{\tau}_n) + p_n \end{aligned} \quad (26)$$

其中, p_n 为独立同分布高斯噪声, 带宽范围为 $(-1/2T, 1/2T)$, 且有 $p_n = p(\hat{\tau}_n)$; 方差为 $\sigma_p^2 = N_0/2T$, $N_0/2$ 为功率谱密度; $\hat{\tau}_n$ 为估计的最佳采样时刻, τ_n 为最佳采样时刻; 变量 γ_n 表示为:

$$\gamma_n = - \left[ds^o(t) / dt \right]_{nT} = - \sum_k a_{n-k} \left[dh_D(t) / dt \right]_{kT} \quad (27)$$

由定时恢复环路, 估计出最佳采样时刻 τ_n 。

由此, 可得并行 MAP 算法的估计定时误差为:

$$\theta_n = (y_n - y_n^o) + \gamma_n \hat{\tau}_n = \gamma_n \tau_n + p_n \quad (28)$$

因在实际数据传输及解码过程中必存在时延, 故实际的接收信号 y_n^o 及 γ_n 表示为:

$$y_n^o = \sum_{k=-J}^{J_0} a_{n-k} h_D(kT) \quad (29)$$

$$\gamma_n = - \sum_{k=-J}^{J_0} a_{n-k} \left[dh_D(t) / dt \right]_{t=kT} \quad (30)$$

其中, J 表示在定时误差检测与估计两过程间隙中存在的时延; J_0 为数据在定时恢复过程中的传输时延。通常, J_0 和 J 取较大整数值, 便于实现更好的估计, 但因 J_0 不影响环路时延, 可选取较小值降低复杂度。

若均衡器有 K 个非因果抽头, 则在前向链路中, 导致 K 个长度时延。在第 2.2 节检测前, 经过 D 位深度解码, 导致 D 个长度时延。因此, 定时环路总时延为: $L = J + K + D$ 。

3 仿真验证与结构分析

3.1 仿真验证与分析

通过 TDS-OFDM 定时恢复的数值仿真验证所提算法的有效性, 由图 1 所示的流程实现定时恢复。对输入信号和接收信号的星座图和定时测度对比, 以验证所提定时算法的性能优势。并在相同系统参数下, 仿真不同定时恢复算法的误码率 (bit error ratio, BER) 和均方误差 (mean square error, MSE), 可说明改进算法相对已有算法的优势。参数设置如下: 在每个 TDS-OFDM 信号帧中,

数据长度为 4 096; 帧同步头长度为 100; 为与 MM 算法等对比, 由参考文献[1,2], 设拉格朗日插值系数 0.5; 在多径传输的数字通信系统中, 存在的频偏范围一般为 0.2%~0.4%, 相偏约为 1/2 个时钟脉冲, 故可设相偏为 0.5%及频偏为 0.4%; 另设均衡器抽头个数为 5; 由第 2.2 节知, 检测器解码深度为 4; 由式 (23) 及式 (26) 相关分析和参考文献[22] 的结论: 适合的 J_0 和 J 长度分别为 4 与 10, 故定时恢复环路总时延为: $L=J+K+D=19$; 通常, 阻尼系数 ζ 取 0.707, 采样频率 f 取 1; 经计算得, 环路滤波系数分别为 $\alpha=2^{-14}$ 和 $\beta=2^{-34}$ 。

在无噪多径信道下的 OFDM 保护间隔中插入典型 PN 序列, 做加窗处理后, 信号经 BPSK 调制采样分配至多路并行通路; 之后, 先对采样后接收信号匹配滤波, 再由定时恢复单元完成定时恢复。其中, 共轭对称子载波映射, 复数数据对应快速傅里叶逆变换 (inverse fast fourier transformation, IFFT) 点坐标。在奇数子载波的位置插入零后, 进行 IFFT 变换, 形成时域波形矩阵。其中, 矩阵的行为每载波所含符号数, 列为 IFFT 点数, 每个子载波均映射在其内, 每一行对应一个 OFDM 符号。采用图 1 所示的定时恢复流程, 可由数值仿真得到系统输入和输出信号的星座散点图如图 3 所示。仿真条件如下: 无噪多径信道, 信号噪声功率比 (SNR) 为 10 dB, 信道定时偏移量为 10, 采样时钟频率为 80 kHz, 符号频率为 20 kHz, 子载波数为 128, 每子载波含符号数为 4, 每符号含比特数为 4。

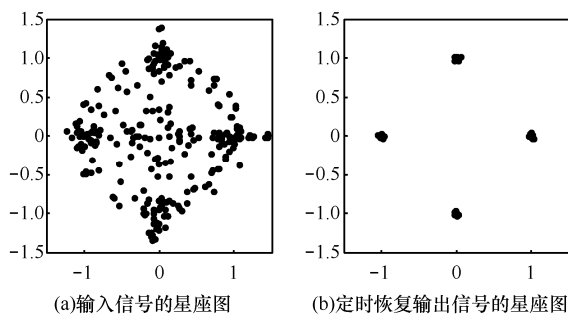


图 3 系统输入和输出信号的星座散点图

由图 3 可知, 所提出的改进并行 MAP 定时恢复算法能将发散的信号点聚集在星座点附近, 且具有较好的恢复性能。而且, 还可在相同系统参数条件下, 对改进算法与已有算法定时测度开展比较, 在无噪声的多径信道传输下, 比较 3 种算法的定时测度, 如图 4 所示。仿真条件如下: 无噪多径信道, 采样时钟频率为 80 kHz, 符号频率为 20 kHz, 信号噪声功率比为 10 dB, 信道定时偏移量为 10, 子载波数为 128。

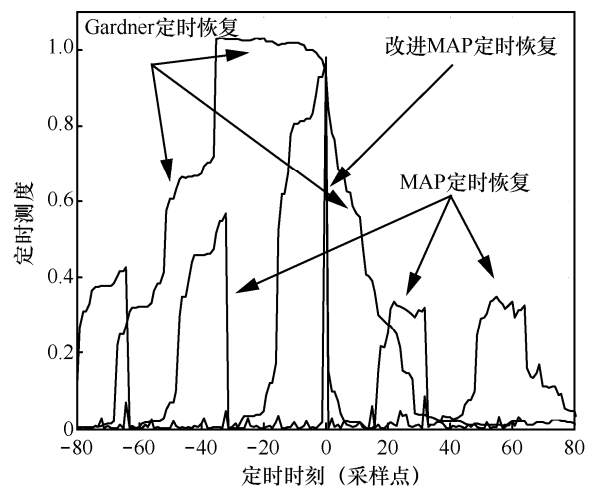


图 4 多径信道下 3 种算法的性能对比

由图 4 可知, 改进的并行 MAP 定时恢复算法, 不仅可消除已有的传统 Gardner 算法的平台效应, 还可削弱 MAP 算法的多副峰效应影响, 精确锁定最佳采样点, 在定时恢复性能上优于前两种算法。改进与已有定时同步算法误码率如图 5 所示。仿真条件如下: 多径衰落信道, 子载波数为 128, 每子载波含符号数为 4, 每符号含比特数为 4, 帧同步头长度为 100, PN 序列与信号功率比为 0.2, 快速傅里叶变换 (fast fourier transformation, FFT) 点数为 128, 信道衰减系数为 0.4, 窗函数滚降系数为 0.025。

由图 5 可知, 当比特信噪比在 [0, 15] 范围内时, 误码率随着信噪比的增加呈下降趋势。经对比发现, 所提出的并行 MAP 定时估计算法误码率曲线较低, 性能较好, 与传统优越的 MAP 算法, 性能

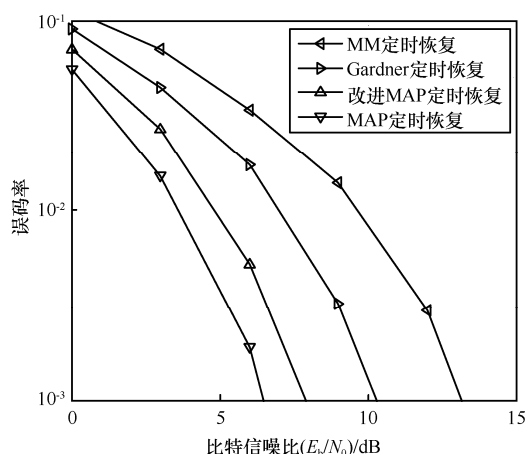


图5 改进与已有定时同步算法误码率

相差约为 2 dB。在误码率为 10^{-3} 时, 本算法信噪比较 Gardner 算法和 MM 算法约有 4 dB 和 6 dB 的增益, 且信噪比大于 3 dB 时, 误码率下降趋势明显。其原因如下: MM 算法对最佳采样值定时判决前, 需先完成载波恢复, 引入相位噪声干扰, 而影响定时误差检测精度; 传统 Gardner 算法采用内插滤波逼近法, 对函数做逼近, 检测定时误差, 另外, 其插值阶数低, 收敛速度慢, 误差经滤波后平均分配至定时输出上, 导致精度不高; 改进的并行 MAP 算法, 具有 Gardner 算法特性, 采用并行拉格朗日插值, 然后多次反馈调节, 精确内插出最佳采样点位置, 检测定时误差, 最后由改进的 MAP 算法估计定时误差, 增强了前后帧相关性, 导致定时恢复判决精确度提高, 可消除定时抖动现象, 提高精度。定时估计均方误差随信噪比变换曲线如图 6 所示。仿真条件如下: 多径衰落信道, 子载波数为 128, 每子载波含符号数为 4, 每符号含比特数为 4, 帧同步头长度为 100, PN 序列与信号功率比为 0.2, FFT 点数为 128, 信道衰减系数为 0.4, 窗函数滚降系数为 0.025。

由图 6 可知, 当比特信噪比在 [0, 15] 范围内时, 均方误差随信噪比的增加呈下降趋势。改进算法性能明显优于已有的部分定时恢复算法。另外, 改进的并行 MAP 定时恢复算法, 随信噪比增大, MSE 曲线与较优越 MAP 算法接近, 也更逼近克

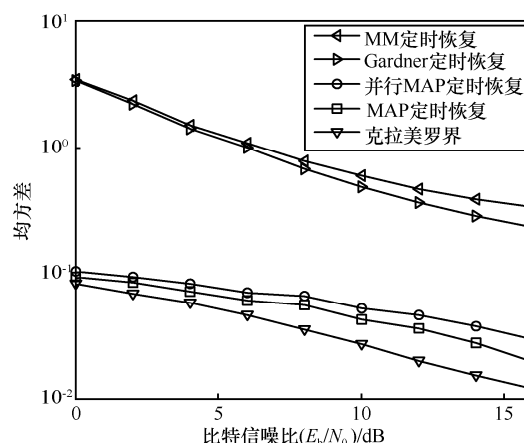


图6 定时估计均方误差随信噪比变换曲线

拉美罗界曲线。其原因如下: MM 方法对载波相位敏感, 并工作在较低时钟频率上, 且其误差计算只依靠每个符号周期内的一个采样值, 故存在较大误差; 传统 Gardner 算法因采用内插滤波逼近法, 且插值阶数较低, 引起较大的定时抖动, 使得误差较大; 而改进算法在 MAP 准则基础上, 因借助 Gardner 算法, 采用拉格朗日内插, 使星座点收敛性更优, 可较好完成定时误差检测, 并确定误差范围。此外, 因多个并行路定时误差检测结果不同, 需对误差求平均, 使得估计精度相对较优越 MAP 算法性能略低。另外, 由环路时延及更新时间和环路带宽, 可调整环路滤波系数, 且 NCO 输出参数可控制重采样过程, 故可较为精确地实现定时恢复, 满足较复杂环境通信。

3.2 并行处理过程

在一个时钟周期内, 并行处理多路输入数据, 可保证在电路运行时钟频率不变的情况下, 提高处理数据能力。对信号并行处理, 将接收信号分配到多路串行通路, 降低了每路串行解调的最高处理速率, 且提高了解调速率。根据上述定时恢复原理, 可设计并行定时恢复的结构, 如图 7 所示。首先, 输入信号经模数转换 (analog to digital conversion, ADC) 进入多个并行插值滤波器。其中, 插值滤波器利用已检测到的定时误差信号, 对输入信号插值, 相应得到多个插值结果, 且对



间的 1/4。

4 结束语

本文提出了一种适用于 5G 通信多媒体数据传输 TDS-OFDM 系统的并行 MAP 定时恢复算法。该算法在 Gardner 算法基础上,实现了多项式插值和定时误差检测,并以 MAP 准则完成估计验证。通过插值优化,改进了检测算法,并调整环路滤波系数等系统参数,形成反馈型定时环路,实现较精确的定时检测。同时,它还采用拉格朗日并行插值,并在选择采样序列时,尽量使得定时输出点处于所选样值序列的中间位置,其可使误差低于误差均值,减小 Runge 现象影响。另外,插值引起的误差未叠加在其他符号上,减少了符号间干扰,故该插值方法收敛性更优,内插阶数选择更灵活。此外,该算法通过环路自反馈调节,还可使检测定时误差稳定性提高,并采用并行 MAP 准则估计误差,以较小复杂度为代价,实现较高的定时估计精度。因此,所提算法具有与相位无关、无需提前锁定相位及适量降低实现复杂度等优势,还因并行定时恢复速率快,如采用 4 路并行,所耗时间约为经典串行 Gardner 等算法的 1/4,故该定时恢复算法可适用于实时或突发等场合的 5G 无线通信定时同步应用。

参考文献:

- [1] 尤肖虎,潘志文,高西奇,等. 5G 移动通信发展趋势与若干关键技术[J]. 中国科学: 信息科学, 2014, 44(5): 551-563.
YOU X H, PAN Z W, GAO X Q, et al. The 5G mobile communication: the development trends and its emerging key techniques[J]. Scientia Sinica (Informationis), 2014, 44(5): 551-563.
- [2] 白文乐,王旭,张永梅,等. 一种改进的 TD-LTE 下行定时同步算法[J]. 电信科学, 2015, 31(1): 72-76.
BAI W L, WANG X, ZHANG Y M, et al. An improved algorithm for TD-LTE downlink time synchronization[J]. Telecommunications Science, 2015, 31(1): 72-76.
- [3] 陈发堂,滕旺. 多径信道下 TD-LTE 系统中定时同步算法的研究[J]. 电信科学, 2012, 28(2): 74-78.
CHEN F T, TENG W. Study of timing synchronization algorithms in TD-LTE system under multipath channel[J]. Telecommunications Science, 2012, 28(2): 74-78.
- [4] 李俊,田苑,邱玉,等. 面向 5G 应用的 OQAM-OFDM 调制: 原理、技术和挑战[J]. 电信科学, 2016, 32(6): 15-19.
LI J, TIAN Y, QIU Y, et al. Principles, technologies and challenges of OQAM-OFDM for 5G applications[J]. Telecommunications Science, 2016, 32(6): 15-19.
- [5] 陈山枝. 发展 5G 的分析与建议[J]. 电信科学, 2016, 32(7): 1-10.
CHEN S Z. Analysis and suggestion of future 5G directions[J]. Telecommunications Science, 2016, 32(7): 1-10.
- [6] GARDNER F M. A BPSK/QPSK timing-error detector for sampled receivers[J]. IEEE Transactions on Communications, 1986, 34(3): 423-429.
- [7] MUELLER K H, MULLER M. Timing recovery in digital synchronous data receivers[J]. IEEE Transactions on Communications, 1976, 24(5): 516-530.
- [8] CERATO B, COLAZZO L, MARLINA M. Parametric FPGA early-late DLL implementation for a UMTS receiver[J]. IEEE Signals, Systems and Computers, 2002(2): 1069-1072.
- [9] 刘伟,姚远程,秦明伟. 一种改进的 Gardner 定时同步算法[J]. 计算机工程, 2013, 39(11): 299-302.
LIU W, YAO Y C, QIN M W. An improved Gardner timing synchronization algorithm[J]. Computer Engineering, 2013, 39(11): 299-302.
- [10] ANDREA A N D, LUISE M. Design and analysis of a jitter-free clock recovery scheme for QAM systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 1993, 41(9): 1296-1299.
- [11] OGMUNDSON P G, DRIESSEN P F. Zero-crossing DPLL bit synchronizer with pattern jitter compensation[J]. IEEE Transactions on Communications, 1991, 39(4): 603-612.
- [12] LIN D M. A modified Gardner detector for symbol timing recovery of M-PSK signals[J]. IEEE Transactions on Communications, 2004, 52(10): 1643-1647.
- [13] YANG D W, YAN C X, W H, et al. Extension to Gardner timing error detector for QPSK signals[C]//Processing of International Conference on Wireless Communications and Signal Processing, Oct 21-23, 2010, Suzhou, China. Piscataway: IEEE Press, 2010: 1-5.
- [14] SCHMIDT D, LANKL B. Parallel architecture of an all digital timing recovery scheme for high speed receivers[C]// International Symposium on Communication Systems Networks and Digital Signal Processing, July 21-23, 2010, Newcastle upon Tyne, UK. Piscataway: IEEE Press, 2010: 31-34.
- [15] 翟海涛. 高速数传系统中匹配滤波及定时同步算法改进及实现研究[D]. 北京: 国防科学技术大学, 2009.
ZHAI H T. Research on the improvement and realization of the

matching filter and timing synchronization algorithm in high data rate system[D]. Beijing: National University of Defense Technology, 2009.

- [16] SRINIVASAN M, CHEN C C, GREBOWSKY G, et al. An all-digital high data-rate parallel receiver[J]. Surface Science, 1997, 604(15-16): 1294-1299.
- [17] LIN C, SHAO B, ZHANG J. A high data rate parallel demodulator suited to FPGA implementation[C]//IEEE International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems, Dec 6-8, 2010, Chengdu, China. Piscataway: IEEE Press, 2010: 1-4.
- [18] LIN C, SHAO B, ZHANG J. A high speed parallel timing recovery algorithm and its FPGA implementation[J]. IEEE International Symposium on Intelligence Information Processing and Trusted Computing, Oct 22-23, 2011, Hubei, China. Piscataway: IEEE Press, 2011: 63-66.
- [19] 唐波, 吴爽爽, 彭力. 一种基于帧间信息差的改进 TPSN 算法[J]. 传感技术学报, 2015, 28(12): 1830-1834.
TANG B, WU S S, PENG L. An improved TPSN algorithm based on inter-frame information gap[J]. Chinese Journal of Sensors and Actuators, 2015, 28(12): 1830-1834.
- [20] 吕晶, 黄葆华. 全数字接收机中的多速率信号处理技术[J]. 电信科学, 1998(11): 14-16.
LV J, HUANG B H. Multirate digital signal processing techniques in the all-digital receiver[J]. Telecommunications Science, 1998(11): 14-16.
- [21] LAAKSO T, VALIMAKI, LAINE U. Splitting the Unit Delay[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 1996, 13(1): 30-60.
- [22] VENKATARAMANI R, ERDEN M F. MAP-based timing recovery for magnetic recording[J]. [S.l.:s.n.], 2008: 1982-1985.

[作者简介]



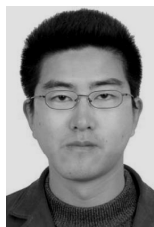
李阳光 (1992-), 男, 杭州电子科技大学硕士生, 主要研究方向为通信信号处理、通信同步技术等。



包建荣 (1978-), 男, 博士, 杭州电子科技大学副教授、硕士生导师, 主要研究方向为空间无线通信、通信信号处理与自主无线电等。



姜斌 (1980-), 男, 杭州电子科技大学副教授, 主要研究方向为空间无线通信、无线传感器网络等。



刘超 (1977-), 男, 博士, 杭州电子科技大学副教授, 主要研究方向为无线通信、计算机通信网等。