

基于分级统计最大平均功率的 WBAN 符号同步算法

迟宇, 陈岚, 吕超

(中国科学院 微电子研究所, 北京 100029)

摘 要: 基于最大平均功率的符号同步算法, 适合无线体域网对同步算法的快速定时、对载频偏移不敏感特性的要求。基于 IEEE 802.15.6 标准, 通过分级统计平均功率的方法降低算法运算复杂度, 实现了体域网链路的低复杂度高效率符号同步。理论推导及仿真结果表明, 该算法可在 32 个符号内完成符号同步, 算法复杂度较常规的最大平均功率算法最多可降低近 90%。其快速同步及不受载波相位偏移影响的特性也为载频同步及帧同步提供了更多的优化空间。

关键词: 符号同步; 最大平均功率; 分级统计; 低复杂度; 无线体域网

中图分类号: TN911.72

文献标识码: A

Symbol timing recovery algorithm based on ordered statistic of maximum mean power timing for WBAN

CHI Yu, CHEN Lan, LV Chao

(Institute of Microelectronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100029, China)

Abstract: The symbol timing algorithm based on maximum mean power timing is independent of carrier phase offset, and has the property of capturing timing information fast, which meets the demand of wireless body area networks (WBAN). According to IEEE 802.15.6 standard, the ordered statistic of maximum mean power timing was used to reduce the computational complexity in the symbol timing process. The theoretical analysis and simulation results shows that the proposed algorithm can achieve symbol timing within 32 symbols and reduce the computational complexity by ninety percent at most compared to the original maximum mean power algorithm. The fast synchronization and carrier-independence property of the proposed algorithm can also make room for carrier-offset recovery and frame synchronization.

Key words: symbol timing; maximum mean power timing; ordered statistic; low-complexity; wireless body area networks

1 引言

由于人口老龄化的加剧和生活节奏的加快, 无人看护、慢性疾病防治、医疗模式转换等已成为全球普遍关注的社会问题^[1], 无线体域网 (WBAN, wireless body area network) 通过无线通信的方式将植入人体的、布设在体表的多种体征检测/监测传感器信息进行收集^[2], 并上传至区域医疗数据中心或用户终端, 实现了人体体征信息移动的、便携的、长期的监测, 为移动医疗应用提供了重要的体征信

息采集与无线传输功能^[3]。

已有近距离无线通信技术标准, 在能耗、传输带宽、QoS 保障等方面无法满足无线体域网的应用需求。国际电子电气工程协会 (IEEE) 于 2012 年 2 月发布标准 IEEE 802.15.6^[4], 对无线体域网物理层和 MAC (无线媒体介入控制) 层进行了规范。该标准专门为满足穿戴式、植入式设备的互联互通而设计, 以满足短距离无线通信的低功耗、低成本、安全、高可靠的传输要求^[5]。针对标准 IEEE 802.15.6 的实现, 国内外学者在物理层^[6~11]、MAC 层^[12,13]

收稿日期: 2014-01-15; 修回日期: 2014-04-20

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (61303253)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (61303253)

和网络层^[14]做了大量工作,涉及的关键问题包括:人体信道模型的建立^[15,16]、与其他同频带网络共存的解决方案以及高能效设计方法等^[5]。在某些典型的医疗应用场景中, WBAN 节点应当避免频繁地更换电池,尤其在植入式传感器的应用中^[17],因此从能量利用效率以及低功耗设计需求的角度,低功耗收发信机的设计作为延长节点使用寿命的手段之一变得非常关键^[18]。

在 WBAN 窄带通信基带接收机低功耗的设计和实现方面,符号同步作为基带数字信号处理关键的模块之一,须具备结构简单、易实现、运算复杂度低、同步时间短等特点。无线通信接收机的符号同步算法一般采用插值滤波结构或者多倍采样率结构,前者同步精度较高,但是结构复杂,受反馈延时影响较大;后者算法简单,但是同步精度较低,对前端的模数转换速率有一定的要求。按照 IEEE 802.15.6 标准规定的物理层参数(时钟频率容限 ± 20 ppm,前导采用 $\pi/2$ -DBPSK 调制,扩频因子为 4,符号速率 600 kbit/symbol,最大帧长 1×10^4 个符号)进行估算,一帧内所有数据的采样偏移最多为 0.4 个符号,即由本地时钟频率偏差引起的符号同步误差累积较小。同时,按照 IEEE 802.15.6 标准规定的窄带通信的最大符号速率 600 kbit/symbol,采用基于多倍采样率结构的符号同步算法,射频前端的模数转换速率在数兆范围内即可,目前主流的模数转换器指标在转换速率、精度及功耗等方面完全可以满足上述要求。

基于多倍采样率结构的符号同步算法,仅对部分前导符号运算,结构简单,定时误差累积小,较基于插值滤波的符号同步算法具有较低的计算复杂度。因此,从算法复杂度、时延及对硬件的要求等方面综合考虑,基于多倍采样率结构的符号同步算法更适合无线体域网接收机的应用。同时,接收信号易受射频前端载波频率偏移的影响,选择对载频偏移不敏感的符号同步算法可以减少载频偏移对 WBAN 接收机性能的影响,如最大平均功率定时同步算法等。

最大平均功率定时同步算法具有较多冗余的乘法运算,计算复杂度较高,本文通过分级统计平均功率的方法,使运算量大大减少,同时可快速捕获定时信息,实现符号同步;节省的前导资源,可为后续的载波频率同步和帧同步提供更多的优化空间。

2 相关工作

无线通信系统接收机常规的符号同步算法主要分为反馈算法和前馈算法^[19]。反馈算法通过反馈环路控制本地采样时钟的频率和相位^[20],典型算法有 Gardner^[21]和 Mueller and Muller^[22](M&M 算法)算法, M&M 算法受载频偏移影响较大。Barletta 等人对基于反馈锁相环方案的 Gardner 符号同步方法进行了延时分析和性能优化^[23],刘伟等^[24]缩短了 Gardner 算法的同步捕获时间,赵亮等^[25]改进了插值结构,提高了同步估计精度。Gardner 算法虽然对载频偏移不敏感,但并不能完全消除其影响,而在 WBAN 系统中较大载频偏移带来的符号同步误差会直接影响整个系统的可靠性,同时该算法所使用的锁相环结构带来的硬件成本较高、环路延时较大。前馈算法通过对采样信号使用插值算法来恢复原始信号^[20],同步速度快,易于在 ASIC 和 DSP 系统上实现。典型算法包括 Oerder and Meyr^[26]提出的数字滤波平方定时算法,每个符号至少需要 4 个采样点,它通过在频域实现的数字滤波器提取定时误差,需要大量平方运算以及反三角函数的多项式近似,运算复杂度较高,并只能解决连续传输的问题,对于突发传输有一定的局限性^[27]。每符号 2 个采样点的前馈符号同步方法在文献[28]中有所阐述,Wang 等^[29]对它进行了详细的分析。同样该算法对载频偏移较敏感,并需要对一帧内所有符号进行插值运算。基于最大似然函数的前向定时误差估计算法^[30],利用非线性变换的估计方法,计算复杂度也较高。QAM 和 PSK 调制常使用的定时恢复的方案是基于平方检测和前馈滤波结构,Barletta 等^[31]提出了基于平方的后滤波定时估计优化方案,需要利用滤波器和过零检测器的结构,实现复杂度较高。最大平均功率定时同步算法^[32]直接从时域提取符号定时误差,算法简单,易于实现,不受载波相位偏移影响,对载频偏移不敏感,但由于其每个采样点都需要 2 次乘法和 1 次加法运算,当每个符号采样点较多时,其运算量急剧增加。

在不同应用的系统中,国内外学者对符号同步技术也做了深入研究。Wang 等^[33]在 QPSK 光学相干接收机的应用中优化了前馈的符号定时和估计方法;宋亚芳等^[34]对 OFDM 通信系统的符号同步算法做了相关研究和实现;Man 等^[27]针对 LDPC 编码系统的符号同步算法进行了研究,使用了插值滤

波结构，采用最大期望算法进行定时估计。无线体域网作为新兴技术，是一种资源受限的通信系统，目前对符号同步方法的研究较少。而符号同步是基带接收机信号处理的关键步骤之一，对其研究和设计具有重要的应用价值和理论意义。

3 最大平均功率算法

3.1 最大平均功率算法原理

郑大春等^[32]描述了最大平均功率算法的基本原理。基带发信机发送的数据可表示为

$$x(t) = \sum_{m=0}^{\infty} a_m g_t(t - mT) \quad (1)$$

其中， a_m 代表离散信息的符号序列， T 为符号周期， $g_t(t)$ 为成形脉冲滤波器响应函数。接收信号经过匹配滤波器后，可表示为

$$r(t) = Ae^{j(\Delta\omega t + \varphi)} \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_m g(t - mT - \tau) + n(t) \quad (2)$$

其中， A 为信道衰减因子， τ 为信道传播时延，它们随时间的变化都很缓慢，假设为常量， $\Delta\omega$ 为载波频率偏移， φ 为相位偏移， $g(t)$ 为发送端成形滤波器、信道与接收端匹配滤波器的总体响应， $n(t)$ 为高斯白噪声。

对接收信号 $r(t)$ 进行 N 倍符号速率采样，第 k 个采样点的幅度可表示为

$$r_k = Ae^{j(\Delta\omega kT/N + \varphi)} \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_m g(kT/N - mT - \tau) + n(kT/N) \quad (3)$$

该时刻采样信号的平均功率可表示为

$$\begin{aligned} E[P_k] &= E[r_k^2] \\ &= E \left[\left| Ae^{j(\Delta\omega kT/N + \varphi)} \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_m g(kT/N - mT - \tau) + n(kT/N) \right|^2 \right] \end{aligned} \quad (4)$$

由于 a_m 是数据经过加扰后发送，因此可认为其均值为 0，则接收信号可以认为是一个零均值的周期平稳过程。由于噪声的采样序列也满足均值为零的高斯分布，符号与噪声相互独立，当观察区间 L 较长时，可在 L 个符号内计算平均功率分布^[32]，由式(4)可得到

$$E[P_k] = \frac{A^2}{L} \left[\sum_{m=0}^{L-1} a_m g \left(\frac{kT}{N} - mT - \tau \right) \right]^2 + \text{constant} \quad (5)$$

其中，constant 为常量。若 $g(t)$ 采用根升余弦匹配滤波器，最大平均功率对应的采样时刻即是该符号内的最佳采样时刻。非插值情况下，近似最佳采样时刻 $k \in [1, N]$ 且为整数。同时，由式(5)可知，平均功率与相位偏移无关。最大平均功率符号同步算法流程如图 1 所示。

3.2 最大平均功率算法在 WBAN 中的有效性

IEEE 802.15.6 标准规定，前导序列采用 $\pi/2$ -DBPSK 调制方式，采用根升余弦滤波器进行脉冲成形和匹配滤波，其中根升余弦脉冲成形滤波器的时域表达式如下

$$s(t) = \begin{cases} 1 - \beta + \frac{4\beta}{\pi}, & t=0 \\ \frac{\beta}{\sqrt{2}} \left[\left(1 + \frac{2}{\pi}\right) \sin\left(\frac{\pi}{4\beta}\right) + \left(1 - \frac{2}{\pi} \cos\left(\frac{\pi}{4\beta}\right)\right) \right], & t = \pm \frac{T_s}{4\beta} \\ \frac{\sin\left[\pi \frac{t}{T_s}(1-\beta)\right] + 4\beta \frac{t}{T_s} \cos\left[\pi \frac{t}{T_s}(1+\beta)\right]}{\pi \frac{t}{T_s} \left[1 - \left(4\beta \frac{t}{T_s}\right)^2\right]}, & \text{其他} \end{cases} \quad (6)$$

其中， β 为滚降因子， T_s 为符号周期。

假设符号间干扰的长度为 T_s ，数据经过 $\pi/2$ -DBPSK 调制后，转换为 I、Q 正交的两路信号，I 路与 Q 路信号满足 0， ± 1 和 ± 1 ，0 交替出现的规则，假设在一个符号周期内，I 路符号为 ± 1 ，Q 路符号为 0，当 $0 < t \leq T_s$ 时，经过 N 倍采样及成形滤波器后，实部 I 路的表达式为

$$I(t) = \pm \frac{\sin\left[\pi \frac{t}{T_s}(1-\beta)\right] + 4\beta \frac{t}{T_s} \cos\left[\pi \frac{t}{T_s}(1+\beta)\right]}{\pi \frac{t}{T_s} \left[1 - \left(4\beta \frac{t}{T_s}\right)^2\right]} \quad (7)$$

对应虚部 Q 路的表达式为

$$Q(t) = \pm \frac{\sin\left[\pi \frac{T_s-t}{T_s}(1-\beta)\right] + 4\beta \frac{T_s-t}{T_s} \cos\left[\pi \frac{T_s-t}{T_s}(1+\beta)\right]}{\pi \frac{T_s-t}{T_s} \left[1 - \left(4\beta \frac{T_s-t}{T_s}\right)^2\right]} \quad (8)$$

最大功率函数可表示为

$$P(t) = I^2(t) + Q^2(t) \quad (9)$$

得到 S 曲线，函数 $P(t)$ 在 $0 < t \leq T_s$ 区间内先递减后递增，在 2 个边界点时取最大值，即 $t = KT_s$ 时，

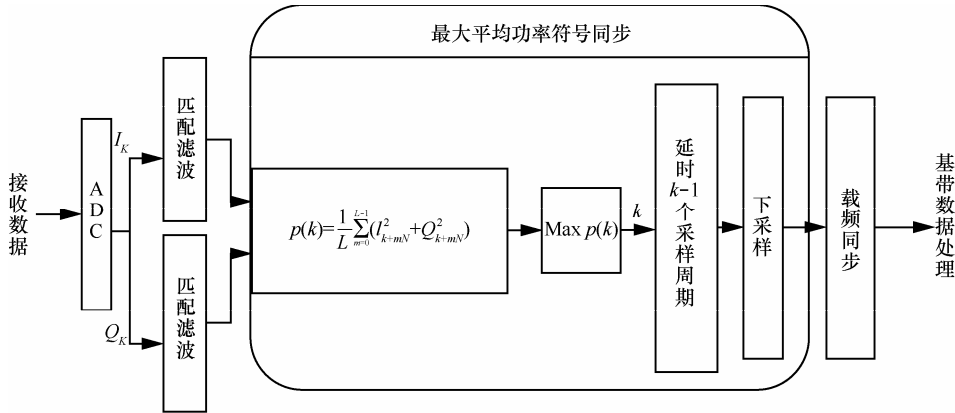


图 1 最大平均功率符号同步流程

最大平均功率对应的采样时刻为近最佳采样时刻；当实部符号为 0，虚部符号为 ±1 时，同理。

由上述分析可见，采用最大平均功率算法进行符号同步，可以捕获近最佳采样点的定时信息，平方的过程消除了相位偏移影响，满足无线体域网数字基带通信系统的需求。

4 分级统计最大平均功率的同步算法

4.1 分级统计算法步骤

由 3.1 节分析可知，每个符号的 N 个采样点中具有最大功率的采样点，可等效为最佳采样点；进而，在 L 个符号周期内，平均功率最大的采样点对应的采样时刻可等效为该帧内每个符号的最佳采样时刻。最大平均功率算法在 L 个符号观察区间内，需要 $2LN$ 次乘法， $2LN$ 次加法和 $N-1$ 次比较（确定最大值），总复杂度可表示为

$$O = O_1(2LN) + O_2(2LN) + O_3(N-1) \quad (10)$$

其中， O_1 、 O_2 、 O_3 分别表示计算过程中的乘法、加法和比较的复杂度。

可见，当 N 较大时，上述算法的运算量很大，且在比较的运算中存在较多的冗余。采用分级统计的方法，基于符号重排后噪声的联合统计特性分级递进处理分组，通过设定优化阈值的定时方法，可减少冗余计算，降低复杂度。

下面将对分级统计方法进行阐述，设接收机下采样率为 N ，观察区间长度为 L 个符号。

1) 对前 M_1 个符号使用最大平均功率算法

$$P_1(k) = \frac{1}{M_1} \sum_{m=0}^{M_1-1} (I_{k+mN}^2 + Q_{k+mN}^2) \quad (11)$$

其中， $k=1, 2, \dots, N$ ，表示每个符号内的采样点序号，

I_{k+mN}^2 和 Q_{k+mN}^2 分别表示 I 路和 Q 路第 m 个符号第 k 个采样点对应的幅度的平方，从 N 个平均功率值中选择最大的前 n_1 个平均功率，其所对应的采样时刻序号分别为 $k = t_{a1}, t_{a2}, t_{a3}, \dots, t_{an_1}$ 。

2) 对接下来的 M_2 个符号，只对序号为 $t_{a1}, t_{a2}, t_{a3}, \dots, t_{an_1}$ 采样时刻继续使用最大平均功率算法，然后再从 n_1 个功率值中选择功率最大的前 n_2 个平均功率，其所对应的采样时刻序号分别为 $k = t_{b1}, t_{b2}, t_{b3}, \dots, t_{bn_2}$ 。

3) 对接下来的 M_i 个符号，重复步骤 2)，直到 L 个符号全部取完，得到功率最大的前 n_i 个功率，其所对应的采样时刻序号 $k = t_{c1}, t_{c2}, t_{c3}, \dots, t_{cn_i}$ 。

4) 经过 $n_i - 1$ 次比较，找到最后 n_i 个功率中的最大值，其对应的采样时刻序号 $k = t_{opt}$ 。

经过上述步骤，得到最佳采样时刻 $k = t_{opt}$ ，经过延时 $k-1$ 个采样周期， N 倍下采样后即可恢复定时。

4.2 分级统计算法复杂度分析

分级统计算法中，设 $N = n_0$ 。

第 1 步产生的复杂度为

$$O_{new1} = O_1(2M_1n_0) + O_2(2M_1n_0) + O_3\left(\frac{n_1(2n_0 - n_1 + 1)}{2}\right) \quad (12)$$

其中，搜索前 n_1 个最大平均功率需要用到排序算法，需要的比较次数为

$$n_0 + (n_0 - 1) + (n_0 - 2) + \dots + (n_0 - n_1 + 1) = \left(\frac{n_1(2n_0 - n_1 + 1)}{2}\right) \quad (13)$$

第 2 步产生的复杂度

$$O_{new2} = O_1(2M_2n_1) + O_2(2M_2n_1) + O_3\left(\frac{n_2(2n_1 - n_2 + 1)}{2}\right) \quad (14)$$

第 i 步产生的复杂度

$$O_{\text{new}i} = O_1(2M_i n_{i-1}) + O_2(2M_i n_{i-1}) + O_3\left(\frac{n_i(2n_{i-1} - n_i + 1)}{2}\right) \quad (15)$$

其中, $M_1 + M_2 + \dots + M_i = L$, $n_i \in [2, N]$ 按递减排列, 因此整个算法的复杂度为

$$O_{\text{new}} = \sum_{i=1}^x [O_1(2M_i n_{i-1}) + O_2(2M_i n_{i-1}) + O_3\left(\frac{n_i(2n_{i-1} - n_i + 1)}{2}\right)] \quad (16)$$

若考虑极限情况 $n_i = 2, M_i = 1, i = 1, 2, \dots, L$ 。

$$O_{\text{new}} = O_1(2(N + 2(L - 1))) + O_2(2(N + 2(L - 1))) + O_3(2N) \quad (17)$$

当 $L \gg 1$ 时, 对比式(10)和式(17)可知, 乘法复杂度最小可降低到原来的 $2/N + 1/L$, 当 N 较大时, 运算量可降低 90% 以上。在一般情况, M_i 和 n_i 的取值影响着同步运算的复杂度, 同时也影响最优或近似最优定时的准确程度。根据噪声的统计特性确定声明最优置信概率, 可以得到 M_i 和 n_i 的取值,

5 分级统计最大平均功率算法仿真与分析

5.1 仿真条件

由 3.1 节分析可知, 最大平均功率分布特性主要受观察区间 L 、每个分级长度、根升余弦匹配滤波器滚降因子 β 等参数影响。本文将分别评估上述参数对分级统计最大平均功率算法的影响, 验证算法性能及定时抖动特性。参考 IEEE 802.15.6 标准, 仿真采用标准规定的 90 bit 前导序列, 调制方式采用 $\pi/2$ -DBPSK, $N = 8$ 。

5.2 分级统计算法参数配置

不同观察区间长度下, 最大平均功率对应的采样点与实际最佳采样点之间偏移的距离 n , 即定时误差偏移范围, 是衡量符号同步精度大小的关键指标之一, 可以依此作为分级的主要依据。在 $SNR = 7\text{dB}$, $\beta = 0.5$ 条件下, 对于不同的观察区间长度, 定时误差偏移范围的累积概率分布如图 2 所示。

由图 2 可知, 该条件下最大平均功率算法在 32 个符号 ($L=32$) 内准确定时 ($n=0$) 的概率为 58.55%, 信噪比越高, 其准确定时的概率越大, 信噪比 15 dB 时, 准确定时概率可以达到 90% 以上。对每一个观察区间 L , 若声明最优置信累积概率为 0.95, 得到最小的定时误差范围 n , 即最佳采样点有 95% 的概

率落在前个最大功率值对应 $n_i = n + 1$ 的采样点集合内。假设每一分段长度 M_i 均取 1, 对于最大平均功率的判定, 其附近的次最大平均功率的对其影响较大, 故 n_i 的约束条件可设为 $n_i \geq 2$, 且 n_i 递减排列。根据图 2 可得如下分级统计参数 1

$$n_i = \begin{cases} 8, & i = 0, M_1 = 1 \\ 4, & i = 1, M_2 = 1 \\ 3, & i \geq 2, M_3 = L - 2 \end{cases} \quad (18)$$

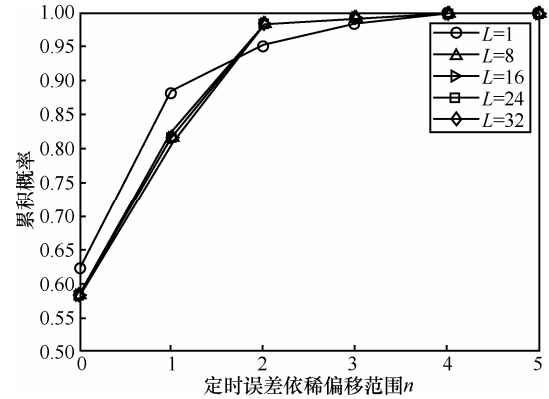


图 2 不同的观察区间长度 (符号数), 定时误差偏移范围 n 的累积概率曲线 ($SNR = 7\text{dB}$, $\beta = 0.5$)

因此, 当 $L = 32$, $SNR = 7\text{dB}$, $\beta = 0.5$ 时, 由式(10)可得, 最大平均功率算法需要 512 次乘法运算, 512 次加法运算 7 次比较运算。将式(18)中 n_i 的条件代入式(16), 则分级统计算法需要 204 次乘法运算, 204 次加法运算及 25 次比较运算, 复杂度降低了约 60%。在不同信噪比条件下, 同样需要经过以上步骤声明累积置信概率, 优化分级参数 n_i , 以权衡定时误差和计算复杂度。

5.3 观察区间长度 L 对平均功率分布的影响

不同的观察区间长度会对平均功率最大值分布产生一定影响, 进而影响最佳采样点的判决和同步的精度。因此需要分析观察区间长度 L 对平均功率分布的影响。

当 $SNR = 7\text{dB}$, $\beta = 0.5$ 时, L 对平均功率分布的影响如图 3 和图 4 所示。

由上述曲线可以看出, 未分级最大平均功率算法平均功率的分布近似成正弦分布, 其取值的相对大小反映了定时准确程度、平均功率的峰值对应最佳采样点。观察区间长度 L 越大, 定时越精确, 郑大春等在文献[32]中指出, 对于 64QAM 通信系统, 32 个符号就可以准确定时。分级统计算法保留了最大平均功率的峰值特性, 同时最大

平均功率采样点附近幅值变化较快，更容易辨识最佳采样点。

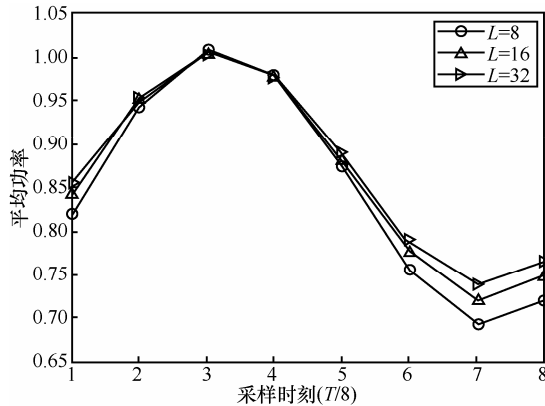


图 3 观察区间长度 L 对平均功率分布的影响 (未分级统计)

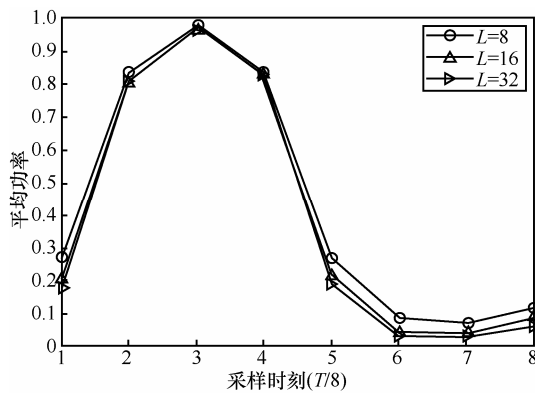


图 4 观察区间长度 L 对平均功率的影响 (分级统计算法)

5.4 滚降因子对平均功率分布的影响

根升余弦匹配滤波器的滚降因子大小影响平均功率分布曲线的陡峭程度。反映了最佳采样点受到相邻采样点的影响情况。因此需要分析滚降因子对平均功率分布的影响。

当 $L=16, SNR=7\text{ dB}$ 时，滚降因子 β 对平均功率分布的影响如图 5 和图 6 所示。

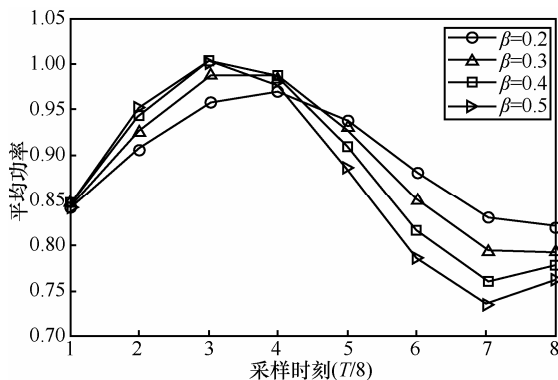


图 5 未分级统计最大平均功率算法 β 对平均功率分布的影响

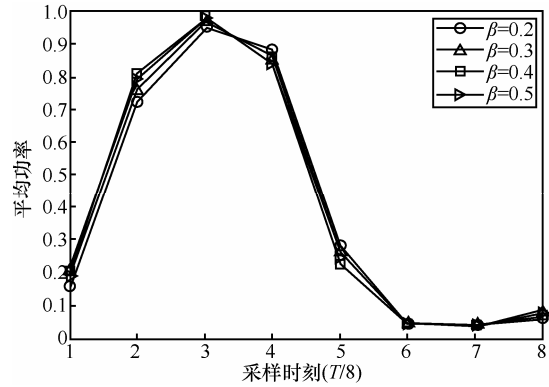


图 6 分级统计算法 β 对平均功率分布的影响

分级统计算法使用分级参数 1。未分级最大平均功率算法滚降因子越大，曲线越陡，定时捕获与跟踪灵敏度越高， $\beta \leq 0.3$ 时容易引起定时误差。

而分级统计算法在一定程度上避免了抖动较大的情况。在 β 较大时，分级统计算法保持了最大平均功率算法的特性， β 越大，最大平均功率和其两边的次最大平均功率之差越大。而对于 β 较小情况定时误差增大，因此在 WBAN 通信中应尽量避免采用较小的滚降因子。

5.5 定时抖动特性

定时抖动特性通过理论最佳采样点和实际最佳采样点的偏移的方差获得，反映了符号同步的误差波动情况。

当 $\beta=0.5$ 时，不同 L 下原始最大平均功率算法和分级统计算法的定时抖动特性对比如图 7 所示，其中，分级统计算法采用的是分级参数 1。

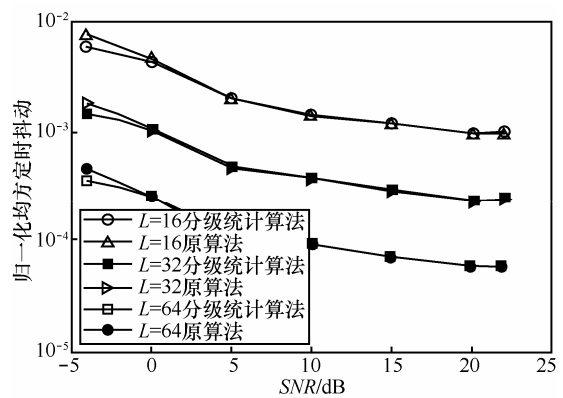


图 7 $\beta=0.5$ 时，分级统计算法和原算法定时抖动对比

由图 7 可以看出。在较大信噪比下分级统计算法的定时抖动特性接近原算法。由于分级算法具有一定的滤除抖动特性，因此在信噪比较低时，定时抖动性能可提升 1~2 dB。另外可以通过优化参数 n_i ，

M_i 进一步改善抖动特性。

同时，本文与 Shi 等在文献[35]提出的 Gardner 改进算法和 Flohberger 等在文献[36]提到的 Oerder and Meyr(O&M)算法的定时抖动特性进行了对比，结果如图 8 所示。其中 Gardner 算法采用 QPSK, $B_L T = 5 \times 10^{-3}$, $\alpha = 0.25$ ；O&M 算法采用 4-PSK, $L = 100$, $\alpha = 0.25$ ；本文分级统计算法采用优化参数 1。

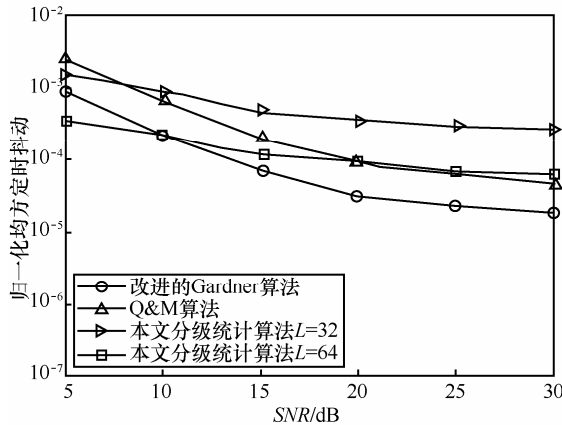


图 8 不同算法的定时抖动性能比较

设数据帧长度平均为 5 000 个符号，同步算法所用的前导序列长度 $L=32$ ，Gardner 算法采用每符号 2 个采样点 $N=2$ ，O&M 算法 $N=4$ ，本文算法采用 $N=8$ 。不同算法下，符号同步过程中整帧处理过程所需的乘法运算量如表 1 所示。

表 1 不同算法的乘法运算量比较

算法	一帧内乘法次数	备注
Gardner 算法	30 000	定时误差估计 $2NL$ 次+插值重建 NL 次(至少)
O&M 算法	40 000	定时误差估计 NL 次(设取角度运算近似为二次多项式)+插值 NL 次(至少)
原最大平均功率算法	512	$2NL$
本文分级统计算法	204	使用分级参数 1

由于分级统计算法中参数 1 使用的是适合于 $SNR=7$ dB ($E_s/N_0 \approx 16$ dB) 条件的情况，在低信噪比下可适当增加分级长度以减小定时抖动，提高定时精度。当 L 较大时，在高信噪比场景下，本文提出的算法定时抖动性能接近 O&M 算法；在低信噪比场景下，其定时抖动性能接近改进的 Gardner 算法，而整帧的运算量远小于其他 2 种算法。在不同的信噪比下需要优化分级参数，在保证精度的同时

进一步减小运算量，达到自适应地动态调整，以权衡定时精度和计算复杂度。分级统计算法较 Gardner 对频偏更不敏感，且避免了 Gardner 和 O&M 算法中较复杂的插值和滤波器的设计，同时不需要对整帧内所有数据进行运算，同时大幅度减小了最大平均功率算法的运算量，简化了接收机的实现。

6 结束语

低复杂度快速同步算法对低功耗体域网通信芯片设计具有重要意义。基于插值滤波的传统符号同步算法在无线体域网应用中存在易受载频偏移影响、运算复杂度高问题，本文提出了基于分级统计计算最大平均功率的符号同步算法，复杂度较常规的最大平均功率算法最多可降低 90% 以上。理论推导及仿真结果表明，在不同的信噪比环境下，通过参数优化，该算法的定时抖动特性和最大平均功率算法接近，同时可在 32 个符号内完成符号同步，为载频同步及帧同步提供了更多的优化空间。同时，该算法与接收信号的载波相位偏移无关，减小了载频偏移对符号同步的影响。

综上，基于分级统计计算最大平均功率的符号同步算法，在基于 IEEE802.15.6 标准的体域网芯片设计中简单易实现，具有较重要的应用价值。

参考文献：

- [1] BAE J, SONG K, LEE H. A low-energy crystal-less double-fsk sensor node transceiver for wireless body-area network[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2012, 47(11): 2678-2692.
- [2] BALOUCHESTANI M, RAAHEMIFAR K, KRISHNAN S. Low power wireless body area networks with compressed sensing theory[A]. Proceedings of the IEEE 55th International Midwest Symposium on Circuits and Systems[C]. 2012. 916-919.
- [3] CHIN C A, CROSBY G V, GHOSH T. Advances and challenges of wireless body area networks for healthcare applications[A]. Proceedings of the 2012 International Conference on Computing Networking and Communications[C]. 2012. 99-103.
- [4] 10.1109/IEEESTD.2012.6161600, IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks-Part 15.6: Wireless Body Area Networks [S].
- [5] CAVALLARI R, MARTELLI F, ROSINI R. A survey on wireless body area networks: technologies and design challenges[J]. IEEE Communication Survey and Tutorials, 2014, DOI: 10.1109/SURV.2014.012214.00007.
- [6] WONG A C W, DAWKINS M, DEVITA G. A 1V 5mA multimode IEEE 802.15.6/bluetooth low-energy WBAN transceiver for biotelemetry applications[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2013, 48(1): 186-198.
- [7] SAVCI H S, ARVAS S, DOGAN N S. Low power analog baseband circuits in 0.18μm CMOS for MICS and body area network receivers[A]. Jacksonville, FL: Proceedings of IEEE Southeastcon[C]. 2013. 1-5.
- [8] 骆丽, 吴凤姣, 应用于无线体域网 2.4 GHz 超低功耗唤醒接收机的设计[J]. 北京交通大学学报, 2013, 37(2): 57-62.
- LUO L, WU F J. A 2.4 GHz ultra low-power wake-up receiver in

- wireless body area networks[J]. Journal of Beijing Jiaotong University, 2013, 37(2): 57-62.
- [9] YOO H J, BAE J. Low energy wireless body area network systems[A]. IEEE International Wireless Symposium[C]. 2013. 1-2.
- [10] 陆希玉, 肖振宇, 金德鹏. 基于单载波超宽带的高速异构无线体域网[J]. 清华大学学报(自然科学版), 2013, 53(3):410-415.
CHEN X Y, XIAO Z Y, JIN D P. Single carrier ultra-wide band based high speed heterogeneous wireless body area network[J]. Journal of Tsinghua University(Science and Technology), 2013, 53(3): 410-415.
- [11] CHEN M Y, HAN J, FANG D B. An ultra low-power and area-efficient baseband processor for WBAN transmitter[A]. Asia-Pacific Signal and Information Processing Association Annual Summit and Conference[C]. 2013. 1-4.
- [12] CARRANO R, PASSOS D, MAGALHAES L. Survey and taxonomy of duty cycling mechanisms in wireless sensor networks[J]. IEEE Communication Surveys and Tutorials, 2013, 16(1): 181-194.
- [13] 李浩然. 面向节能的无线体域网 MAC 层算法设计及实现[D]. 上海: 上海交通大学, 2013.
LI H R. Design and implementation of energy-saving oriented MAC layer algorithm[D]. Shanghai: Shanghai Jiaotong University. 2013.
- [14] ELHADJ H B, CHAARI L, KAMOUN L. A survey of routing protocols in wireless body area networks for healthcare applications[J]. International Journal of E-Health and Medical Communications (IJEHMC), 2012, 3(2): 1-18.
- [15] KUMPUNIEMI T, TUOVINEN T, HÄMÄLÄINEN M. Measurement based on body path loss modelling for UWB WBAN communications[A]. 7th International Symposium on Medical Information and Communication Technology(ISMICT)[C]. Tokyo, Japan, 2013. 233-237.
- [16] SMITH D B, MINIUTTI D, LAMAHEWA T A. Propagation models for body-area networks: a survey and new outlook[J]. IEEE Antennas and Propagation Magazine, 2013, 55(5): 97-117.
- [17] DEEPAK K S and BABU A V. Packet size optimization for energy efficient cooperative wireless body area networks[A]. Proceedings of the 2012 Annual IEEE India Conference[C]. 2012. 736-741.
- [18] LIU W Y, WANG H Y, WU N J. A low power digital baseband transceiver for WBANs[A]. Proceedings of the IEEE 11th International Conference on Solid-State and Integrated Circuit Technology[C]. 2012. 1-3.
- [19] 付永明, 朱江, 琚瑛珏. Gardner 定时同步环路参数设计及性能分析[J]. 通信学报, 2012, 33(6): 191-198.
FU Y M, ZHU J, JU Y J. Parameters design and performance analysis of the timing recovery loop based on Gardner timing detector[J]. Journal on Communications, 2012, 33(6): 191-198.
- [20] ZHU W P, YAN Y P, AHMAD M O. Feedforward symbol timing recovery technique using two samples per symbol[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems, 2005, 52(11): 2490-2500.
- [21] LIM D M. A modified gardner detector for symbol timing recovery of M-PSK signals[J]. IEEE Transactions on Communications, 2004, 52(10): 1643-1647.
- [22] MUELLER K H, MULLER M. Timing recovery in digital synchronous data receivers[J]. IEEE Transactions on Communications, 1976, 24(5): 516-531.
- [23] BARLETTA L, MAGARINI M, SCARDONI F. Impact of loop delay on the performance of Gardner timing recovery[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2013, 25(18): 1797-1800.
- [24] 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.
- [25] 赵亮, 李竞翔, 杜玉海. 一种改进的符号定时同步算法的研究[J]. 电波科学学报, 2013, 28(4): 749-753.
ZHAO L, LI J X, DU Y H. An improved symbol timing synchronization algorithm[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2013, 28(4): 749-753.
- [26] OERDER M, MEYR H. Digital filter and square timing recovery[J]. IEEE Transactions on Communications, 1988, 36(5): 605-612.
- [27] MAN X, ZHAI H T, YANG J. Improved code-aided symbol timing recovery with large estimation range for LDPC-coded systems[J]. IEEE Communications Letters, 2013, 17(5): 1008-1011.
- [28] LEE S J. A new non-data-aided feed forward symbol timing estimator using two samples per symbol[J]. IEEE Communications Letters, 2002, 6(5): 205-207.
- [29] WANG Y, SERPEDIN E, CIBLAT P. An alternative blind feed forward symbol timing estimator using two samples per symbol[J]. IEEE Transactions on Communications, 2003, 51(9): 1451-1455.
- [30] TUUKKANEN V, VESMA J, RENFORS M. Efficient near optimal maximum likelihood symbol timing recovery in digital modems[A]. Proceedings of the Personal, Indoor and Mobile Radio Communications[C]. 1997. 825-829.
- [31] BARLETTA L, DISAR R, MAGARINI M. Post-filter optimization in timing recovery based on square-law detection[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2013, 25(9): 821-824.
- [32] 郑大春, 项海格. 一种全数字 QAM 接收机符号定时和载波相位恢复方案[J]. 通信学报, 1998, 19(7): 83-87.
ZHEN D C, XIANG H G. A symbol timing and carrier phase recovery scheme for all digital QAM receiver[J]. Journal of China Institute of Communications. 1998, 19(7): 83-87.
- [33] WANG D, LAU A P T, LU C. Optimization of a feedforward symbol timing estimator using two samples per symbol for optical coherent QPSK systems[A]. Asia Communications and Photonics Conference[C]. 2012. 1-3.
- [34] 宋亚芳. OFDM 基带通信系统中同步技术的 FPGA 实现[D]. 北京: 北京邮电大学, 2013.
SONG Y F. The synchronization technology implementation in OFDM baseband communication system based on FPGA[D]. Beijing: Beijing University of Posts and Telecommunications, 2013.
- [35] SHI D S, YAN C X, WU N. An improved symbol timing error detector for QPSK signals[A]. Proceedings of the 6th International ICST Conference on Communications and Networking in China[C]. 2011. 1088-1092.
- [36] FLOHBERGER M, GAPPMAIR W, CIONI S. Two iterative algorithms for blind symbol timing estimation of M-PSK signals[A]. Proceedings of the IWSSC 2009 International Workshop on Satellite and Space Communications[C]. 2009. 8-12.

作者简介:



迟宇 (1988-), 男, 吉林长春人, 中国科学院博士生, 主要研究方向为无线体域网基带通信信号处理及芯片设计。

陈岚 (1968-), 女, 江苏无锡人, 中国科学院研究员、博士生导师, 主要研究方向为纳米及 SoC 芯片设计方法学、移动通信系统低功耗技术及物联网芯片技术等。

吕超 (1980-), 男, 山东临清人, 中国科学院副研究员, 主要研究方向为低功耗无线通信技术、体域网 SoC 设计等。