

DOI:10.11784/tdxbz202404018

Wi-Fi 接收机的高效频率偏移估计电路设计

刘 强, 伍问岳

(天津大学微电子学院, 天津 300072)

摘要: 频率偏移估计能够保证正交频分复用系统中符号间的正交性, 是 Wi-Fi 接收机进行信号处理的重要步骤。针对频率偏移估计电路设计面临的计算精度与资源消耗的权衡难题, 设计了一种高效率的频率偏移估计电路。首先, 对频率偏移估计数据处理流程进行总体仿真, 探究不同数据位宽对估计结果的均方根误差的影响。并对各级中间变量的动态范围进行细粒度划分, 确定各级中间变量的合适数据位宽和截断方式, 在保证数据精度的同时节约硬件资源。其次, 采用一种基于查找表的复数相角计算单元, 通过查表和近似计算提高电路性能。通过此方法可以降低逻辑资源消耗超过 96.9%, 减少 95% 的执行周期数。最后, 通过时分复用设计使粗、精频率偏移估计共享硬件资源, 并通过优化流水线结构进一步减少电路的资源消耗、提高数据处理速度。实验结果显示, 在信噪比为 15 dB 时, 与粗频率偏移估计电路相比, 设计的电路使 Wi-Fi 接收机误码率降低了约 17.94%; 与分别进行粗、精频率偏移估计的电路相比, 查找表消耗数量降低了 71.22%, 功耗降低了 24.73%, 处理所需周期数降低了 22.90%。所设计的频率偏移估计电路最终实现了资源消耗和计算精度的优化。

关键词: Wi-Fi; 现场可编程门阵列; 频率偏移估计

中图分类号: TN402

文献标志码: A

文章编号: 0493-2137(2025)02-0181-08

Efficient Frequency Offset Estimation Circuit Design for Wi-Fi Receivers

Liu Qiang, Wu Wenyue

(School of Microelectronics, Tianjin University, Tianjin 300072, China)

Abstract: Frequency offset estimation ensures orthogonality between symbols in an orthogonal frequency division multi-plexing system, and it is an important step for signal processing in Wi-Fi receivers. Addressing the trade-off between computational accuracy and resource consumption while designing frequency offset estimation circuits, one such high-efficiency circuit was designed in this study. First, the simulation of the data processing flow of frequency offset estimation was performed to explore the effect of different data-bit widths on the root mean square error of the estimation results. Further, the dynamic range of intermediate variables at each level was divided into fine grains, and appropriate data-bit widths and truncation methods of intermediate variables at each level were determined to save hardware resources while ensuring data accuracy. Second, a complex phase angle calculation unit was used to improve the circuit performance using look-up tables and approximation calculations. This method can reduce logic resource consumption by more than 96.9% and the number of execution cycles by 95%. Finally, coarse and fine frequency offset estimation shared hardware resources using the time division multiplexing design. The resource consumption of the circuit was further reduced, and data processing speed was increased by optimizing the pipeline structure. The experimental results showed that at a signal-to-noise ratio of 15 dB, the designed circuit reduced the bit error ratio of the Wi-Fi receiver by about 17.94% compared with that of the coarse frequency offset estimation circuit. In addition, the number of look-up tables consumed was reduced by 71.22%, power consumption was reduced by 24.73%, and the number of cycles required for processing was reduced by 22.90% compared with circuits that per-

收稿日期: 2024-04-16; 修回日期: 2024-05-21.

作者简介: 刘 强 (1978—), 男, 博士, 教授.

通信作者: 刘 强, qiangliu@tju.edu.cn.

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (U21B2031).

Supported by the National Natural Science Foundation of China (No. U21B2031).

formed coarse and fine frequency offset estimation, respectively. The designed frequency offset estimation circuit ultimately optimized resource consumption and computational accuracy.

Keywords: Wi-Fi; field programmable gate array; frequency offset estimation

随着无线局域网(wireless local area network, WLAN)的不断发展, Wi-Fi 获得了广泛的使用, 并且逐渐成为生活中必不可少的部分. Wi-Fi 是 Wi-Fi 联盟(Wi-Fi Alliance)在 1999 年基于电气与电子工程师协会(Institute of Electrical and Electronics Engineers, IEEE)的 802.11 协议提出的无线局域网技术. IEEE 802.11 标准基于正交频分复用(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)技术, 要求符号间保持严格的正交性. OFDM 符号在传输过程中, 由于本地振荡器(local oscillator, LO)不准确, 或者由于接收机和发射机之间相对运动产生的多普勒频移, 会造成频率偏移. 这种频率偏移会严重破坏 OFDM 符号间的正交性, 产生子载波间干扰, 最终对无线传输性能产生影响.

因此, 频率偏移估计成为 Wi-Fi 接收机基带信号处理电路的重要组成部分. Ghasemi 等^[1]提出了一种基于现场可编程门阵列(field programmable gate array, FPGA)的无线传感器网络时频同步方案, 通过在 3 个分布式站点建立通信链路实现较为精确的时间同步. Kadam 等^[2]介绍了一种通过在二次谐波下操作压控振荡器和分频器的 LO 芯片, 该芯片生成的时钟相位偏差小于 1° . Merlo 等^[3]通过在双向时间传输过程中使用频谱稀疏的双音频波形, 将无线通信中的计时精度精确到 2.26 ps. Hernando 等^[4]提出了一种用于无线通信的新型波形: 频率调制正交频分复用. 通过对 OFDM 信号进行频率调制, 并定义一个削弱的副载波减少载波频率偏移.

尽管研究人员能够通过设计高精度的 LO 等方式减少频率偏移, 但是, 载波频率仍然会因为 LO 的固有物理特性不同难以保持一致. 因此频率偏移估计和同步是保证接收机接收数据准确的重要步骤. 文献[5-8]通过数值逼近、构建矩阵多项式等方式提出了高精度的频率偏移估计方法. 文献[9-10]提出了更加高效的帧结构. 然而, 受限于 Wi-Fi 接收机有限的硬件资源和能源, 这些方法在实际应用中面临挑战. Shi^[11]基于 802.11a、802.11b、802.11n 协议实现了 Wi-Fi 的基带数据处理功能. Jiao 等^[12]设计实现了一个开源 Wi-Fi 通信系统 openwifi. 由于资源消耗等因素, 只实现粗频率偏移估计, 对接收机的性能产生了影响. Wei 等^[13]基于 FPGA 实现了一种能够估计并

补偿频率偏移的电路, 但是计算误差较大. Urdaneta 等^[14]实现了低消耗的频率偏移估计, 但是仅能估计频率偏移的整数部分.

为了实现了一种高效的频率偏移估计, 本文基于 FPGA, 通过定点化、近似计算、时分复用等优化方法, 设计出了同时支持粗、精频率偏移估计的电路, 在提高接收机的计算精度并降低误码率的同时, 降低了硬件资源消耗. 本文的电路设计基于 802.11a 帧结构, 802.11 系列协议向前兼容; 最终通过与支持 802.11a、802.11b 和 802.11n 的 openwifi 结合, 实现整体接收机的性能测试. 因此本文设计的电路能够适用于基于 802.11a、802.11b 和 802.11n 的 Wi-Fi 接收机.

1 IEEE 802.11a 帧结构介绍

由于 Wi-Fi 接收机以帧为单位处理数据, 本文首先以 IEEE 802.11a 为例介绍帧结构. 图 1 为 IEEE 802.11a 帧结构的示意. 802.11a WLAN 是一种分组通信系统, 每个帧的开头包含两个训练序列(training sequence, TS), 分别是短训练序列(short training sequence, STS)和长训练序列(long training sequence, LTS), 每个序列的长度都是 $8 \mu\text{s}$. 在训练序列之后是数据部分, 此部分的具体内容为一系列 OFDM 符号, 每个符号的长度 $T = 4 \mu\text{s}$. STS 由 10 个相同的部分组成, 即图 1 中的 t_0, t_1, \dots, t_9 . 每部分都包含 16 个复值样本(complex-valued sample). STS 主要用于帧同步、自动增益控制、天线选择(在选择分集的情况下)和粗频率偏移估计. LTS 包含 2 个相同的部分(T0 和 T1)和一个保护间隔(guard interval, GI), 即图 1 中的 GI2. T0 和 T1 各由 64 个复值样本组成. 保护间隔 GI2 由采样 T1 的最后 32 个样本组成的循环前缀构成. 在帧受到多径衰落影响时, 如果延时扩散小于 GI2 的持续时间, GI2 可以保护 LTS 不受符号间干扰影响, 接收到的 T0 和 T1 仍然相同. LTS 主要用于信道估计和精频率偏移估计. LTS 之后是一列 OFDM 符号, 每个符号包含 80 个复值样本. 其中前 16 个是采样每个符号的最后 16 位形成的循环前缀, 即图 1 中的 GI. 后 64 个样本由发射机通过快速傅里叶逆变换产生, 对应于信道中的 64 个子载波, 其中

包含直流载波、虚载波和 48 个有效子载波. 数据部分的第 1 个 OFDM 符号为信号域, 包含长度、速率、扰码等关键信息. 其余符号即为数据符号, 携带了传递的信息.

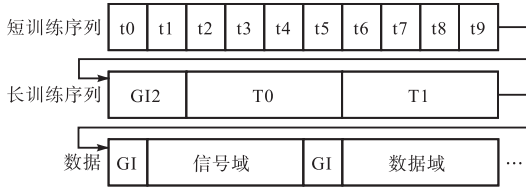


图 1 802.11a 帧结构

Fig.1 Frame structure of 802.11a

IEEE 802.11a 协议的最大传输速率 v 可表示为

$$v = \frac{1}{T} N_{\text{dsc}} N_{\text{bps}} \eta \quad (1)$$

式中: T 为符号长度, $T = 4 \mu\text{s}$; N_{dsc} 为有效子载波 (data subcarrier) 数, $N_{\text{dsc}} = 48$; N_{bps} 为每个子载波携带的信息 (bit per subcarrier) 数, 在调制方式为 64 正交振幅调制 (quadrature amplitude modulation, QAM) 时为最大值 6; η 为编码的码率, $\eta = 3/4$. 代入式 (1) 可得最大传输速率 $v = 54 \text{ Mbps}$ ^[15].

2 频率偏移估计电路设计

2.1 频率偏移估计电路算法

Wi-Fi 信号传输模型如图 2 所示. Wi-Fi 发射机生成时域信号之后, 信号会在信道中进行传播, 受到高斯噪声和频率偏移的影响. 接收机在接收到信号时, 首先会将信号下变频为基带信号. 基带信号为复值信号, 通过处理转换为二进制信号. 其中, 下变频和采样的时钟来自同一个 LO. 因此, 所有天线的的所有载波的频率偏移是一致的.

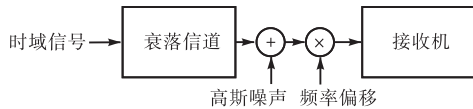


图 2 信号传输模型

Fig.2 Signal transmission model

设时域信号旋转了 α 个相位, 那么对于第 n 个复值样本来讲, 旋转前的值 S_n 与旋转后的值 S'_n 的关系为

$$S'_n = S_n e^{jn\alpha} \quad (2)$$

为了计算 α , 需要进行频率偏移估计. 粗频率偏移估计所用的数据为短训练序列中的一部分样本, 即图 1 所示的 t_5, t_6, \dots, t_9 , 这 5 部分共包含 80 个复值样本, 设它们为 S_m ($m = 0, 1, \dots, 79$), 则粗频率偏移

估计的结果 $\hat{\alpha}_{\text{ST}}$ 为

$$\hat{\alpha}_{\text{ST}} = \frac{1}{16} \angle \left(\sum_{m=0}^{63} S_m^* \cdot S_{m+16} \right) \quad (3)$$

式中: S_m 为第 m 个复值样本; S_m^* 为此复值样本的共轭复数. 在进行粗频率偏移估计之后, 接收机应当对信号做精频率偏移估计, 提高数据处理的精确度. 精频率偏移估计所用的数据是长训练序列, 也就是图 1 中的 T0 和 T1, 这两部分共包含 128 个复值样本, 设它们为 L_m ($m = 0, 1, \dots, 127$), 估计结果 $\hat{\alpha}_{\text{LT}}$ 为

$$\hat{\alpha}_{\text{LT}} = \frac{1}{64} \angle \left(\sum_{m=0}^{127} L_m^* \cdot L_{m+64} \right) \quad (4)$$

式中: L_m 为第 m 个复值样本; L_m^* 为此复值样本的共轭复数. 最终的频率偏移估计结果为粗、精频率偏移估计的结果之和, 可用于对帧的剩余部分进行频率偏移纠正, 保证后续数据处理的准确性^[16].

2.2 频率偏移估计电路硬件实现

粗频率偏移估计计算量低, 但估计的精度不高. 精频率偏移估计的精度高, 但计算量大. 同时支持粗、精频率偏移估计的频率偏移估计电路设计面临以下难点. 首先, 精频率偏移估计的计算对误差敏感, 对数据的计算精度要求较高. 如果保留所有数据和中间变量的完整位宽, 将会增大电路的资源开销; 如果将数据的位宽截断得过小, 将会影响计算精度. 因此需要选择合适的位宽进行截断. 其次, 频率偏移估计算法中包含求相角等操作, 硬件实现存在资源消耗多、计算速度慢等问题. 最后, 如果分别为粗频率偏移估计和精频率偏移估计设计独立的电路, 会导致硬件资源的消耗抵消了电路性能的提升. 为了解决这些问题, 本文采用定点化设计、一种基于查找表 (look-up table, LUT) 的复数相角计算单元以及时分复用设计对电路进行优化.

2.2.1 频率偏移估计电路的定点化

本文通过定点化设计的方法确定合适的的数据位宽, 解决计算精度的问题.

首先进行总体仿真, 探究不同数据位宽对估计结果的均方根误差的影响. 使用 MATLAB 软件, 搭建了信号从产生、发射、信道传输到接收处理的全过程仿真系统, 在不同的数据位宽条件下对频率偏移估计进行了仿真实验. 仿真过程中的数据均以定点数表示, 并对溢出数据执行了截断处理. 此条件下所有数据均使用相同的位宽, 输入数据为具体的测试帧. 图 3 是信噪比为 15 dB 时、不同数据位宽下的均方根误差. 其中横轴是数据位宽. 纵轴是结果的均方根误差. 如图 3 所示, 随着定点数据位宽的减少, 计算误差逐渐上升, 在位宽减少到 16 bit 时, 均方根误差开

始大幅度上升. 在几组测试帧中, 中间变量的最大值超过了最小值的 65 536 倍, 部分数据的动态范围大于 16 bit 数据位宽所能表达的范围. 以上结果表明, 若电路使用统一的数据位宽, 为了满足数据的动态范围需求, 此时位宽至少为 20 bit.

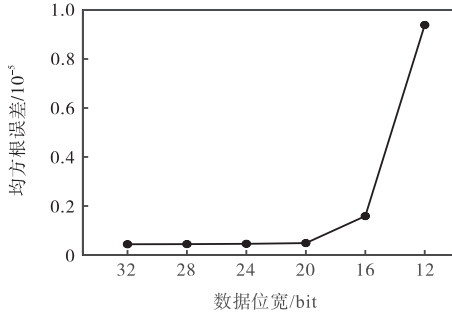


图 3 不同定点数据位宽下的均方根误差

Fig.3 Root mean square errors for different fixed-point data-bit widths

其次, 通过对各级中间变量的动态范围进行细粒度划分, 确定其合适的位宽, 进一步减少电路资源消耗, 并确定不同数据的截断方式. 在上述仿真模型的基础上, 对不同频率偏移条件下计算产生的中间变量进行统计, 以确定不同变量的动态范围. 其中, 输入数据为 STS 和 LTS 受到频率偏移影响后在时域下的数值. 为保证统计的动态范围准确, 此条件下所有数据均为双精度浮点数. 根据式 (3) 和式 (4), 将中间变量划分为复数乘法结果、累加结果和复数求相角所需的除法结果. 各级中间变量的动态范围以计算中产生的最大复数模长表示. 统计结果如表 1 所示, 其中最大幅度一栏均为双精度浮点数, 保留小数点后 4 位.

表 1 变量的动态范围

Tab.1 Dynamic range of variables

变量	最大幅度	数据位宽/bit
输入数据	212.322 9	16
复数乘法结果	45 081.000 0	17
累加结果	870 770.000 0	21
除法结果	0.630 2	16

输入数据位宽固定为实部和虚部各 16 位. 复数乘法结果的最大幅度为 45 081.000 0, 至少需要 17 位二进制数进行表示. 累加结果的最大幅度为 870 770.000 0, 至少需要 21 位二进制数表示. 这表示在特定的频率偏移条件下, 采用 20 bit 位宽仍然可能导致数据溢出. 复数乘法结果和累加结果在硬件中用有符号整数表示, 截断时从高位进行截断. 除法结果为有符号定点数, 最大幅度为 0.630 2, 为了保证数据精度, 截断时保留 2 位整数位和 14 位小数位. 最后利用除法结果进行求相角运算并移位、输出. 基于

以上分析, 最终设计出定点化步骤如下.

步骤 1 输入数据被送入频率偏移估计电路, 此时数据位宽为 16 bit.

步骤 2 电路对数据进行延时、共轭和复数乘法操作, 并将处理结果的实部和虚部分别从高位截断为 17 bit.

步骤 3 电路对步骤 2 的处理结果进行累加操作, 并将累加结果从高位截断为 21 bit.

步骤 4 电路计算虚部和实部累加结果的比值, 并将比值截断为 16 bit, 其中包括 2 bit 整数位、14 bit 小数位.

步骤 5 电路通过虚部和实部的比值计算复数相角并移位, 得到所求的频率偏移估计值, 并将数据以 16 bit 定点数的形式输出.

2.2.2 基于查找表的复数相角计算单元设计

频率偏移估计电路涉及复数的相角计算, 需要通过复数虚部、实部的比值, 利用 \arctan 函数计算复数的相角大小. 实现此功能的一种常见方法是坐标旋转数字计算 (coordinate rotation digital computer, CORDIC) 算法, 通过对移位和加法进行迭代, 逐步逼近目标函数的数值解, 实现三角函数、开平方等操作. 但是, CORDIC 算法在硬件实现时存在资源消耗多、速度慢的问题. 本文采用一种基于查找表的方法设计实现复数相角计算单元, 将提前算出的 \arctan 函数数值存入表中, 以查表代替直接计算. 通过这种方式, 可以减少电路的资源消耗, 并提升计算速度.

此模块的基本原理如下: 设待求相角的复数为 $C_1 = \langle I, Q \rangle$, 其中 I 、 Q 为复数的实部和虚部. 其相角为 θ_1 , 则可以构建辅助复数 $C_2 = \langle \max\{|I|, |Q|\}, \min\{|I|, |Q|\} \rangle$, 其相角为 θ_2 . θ_2 的取值范围相对于 θ_1 较小, 为 $(0, \pi/4)$, 其正切值的范围在 $(0, 1)$ 中. 可以通过查表获得 θ_2 的值, 再通过二者的关系计算出 θ_1 的值. θ_1 和 θ_2 的关系如表 2 所示.

表 2 所求相角和辅助相角的关系

Tab.2 Relationship between the required phase angle and auxiliary phase angle

C_1 的坐标特征	θ_1 和 θ_2 的关系
$I > 0, Q > 0, I > Q $	$\theta_1 = \theta_2$
$I > 0, Q > 0, I < Q $	$\theta_1 = -\theta_2 + \pi / 2$
$I < 0, Q > 0, I < Q $	$\theta_1 = \theta_2 + \pi / 2$
$I < 0, Q > 0, I > Q $	$\theta_1 = -\theta_2 + \pi$
$I < 0, Q < 0, I > Q $	$\theta_1 = \theta_2 + \pi$
$I < 0, Q < 0, I < Q $	$\theta_1 = -\theta_2 + 3\pi / 2$
$I > 0, Q < 0, I < Q $	$\theta_1 = \theta_2 + 3\pi / 2$
$I > 0, Q < 0, I > Q $	$\theta_1 = -\theta_2$

下面构建用于得到 θ_2 值的查找表. 首先将区间 $(0, 1)$ 等分成 256 份, 这样划分的理由有两点: 第一, 划分的精细程度能够满足频率偏移估计的精度要求; 第二, 后续可以 $\text{int}(256 \tan \theta_2)$ 为关键字在查找表中查找对应的角度. 然后, 计算 256 个正切值对应的角度, 并填入查找表中. 对于任意相角 θ_1 , 首先基于查找表求出 θ_2 , 再根据 θ_1 和 θ_2 的关系反推出 θ_1 的值, 即可实现基于查表的复数相角计算. 表 3 是此方法与使用 CORDIC 直接计算的资源和性能对比, 其中 DSP 表示数字信号处理器 (digital signal processor). 可见本文方法可以降低逻辑资源消耗超过 96.9%, 减少 95% 的执行周期数.

表 3 复数相角计算单元性能对比

Tab.3 Performance comparison of complex phase angle calculation units

实现方式	LUTs 消耗数量	寄存器 消耗数量	DSP 消耗数量	所需 周期数
基于查找表的复数相角计算单元	28	0	0	1
使用 CORDIC 直接计算	896	925	1	20

2.2.3 电路资源时分复用

由图 1 可知, 接收机在处理 STS 和 LTS 时, 先处理 STS 再处理 LTS, 两者之间没有数据依赖关系. 式 (3) 和式 (4) 描述了粗、精频率偏移估计的计算原理, 二者都涉及对输入数据的延时、共轭、乘累加和复数

求相角. 因此, 粗、精频率偏移估计电路可以复用这部分电路资源, 减少资源消耗. 为保证数据能够及时处理, 粗、精频率偏移估计的数据不互相冲突, 电路应当满足在 T_0 到来之前完成粗频率偏移估计. 根据以上分析和相关参数, 本文将电路的时钟频率定为 100 MHz.

图 4 是频率偏移估计电路硬件架构. 图中黑线表示数据的传输路径, 绿线表示控制信号的传输路径. 按照具体操作, 整个电路划分为 3 个阶段.

第 1 个阶段首先通过移位寄存器实现延时, 然后通过多路复用器选择电路此时需要处理的数据, 最后对虚部取反实现求复数的共轭. 为了实现资源复用, 设计了可控制数据延时电路. 该电路基于移位寄存器实现其功能. 每个周期, 新数据都存入第 1 个寄存器, 所有寄存器中已有的数据则依次向下搬移. 这样第 16 个和第 64 个寄存器中存储的始终是此时延时了 16 个和 64 个周期的数据. data_vld 是数据的有效信号, 此信号被送入控制模块. 控制模块通过计数器等方式控制电路的工作阶段, 确保对各个模块输入合适的使能信号. sts_en 和 lts_en 是指示此时电路工作状态的信号, sts_en 为高表示此时处理的是短训练序列, 因此多路复用器选择延时了 16 个周期的数据进行输出, 反之亦然, 从而实现控制数据延时时间的功能.

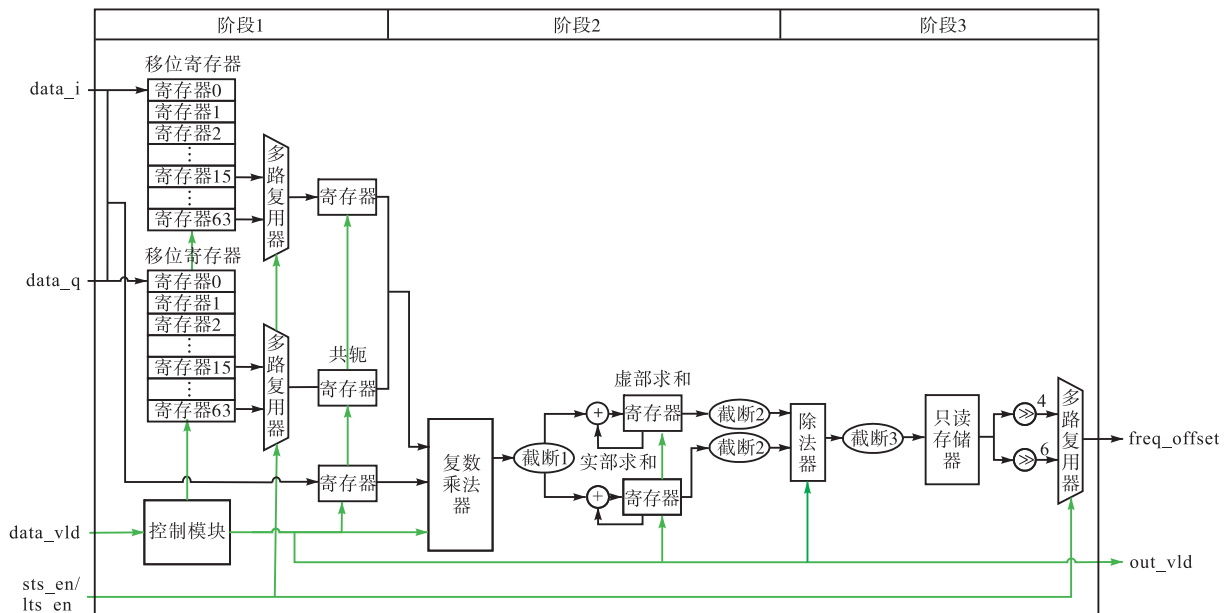


图 4 频率偏移估计电路硬件架构

Fig.4 Hardware architecture of the frequency offset estimation circuit

第 2 个阶段实现复数的乘累加. 两路数据合并成完整的复数, 与输入数据一起送入复数乘法器中进行复数乘运算. 复数乘的结果通过组合逻辑拆分为

实部和虚部, 并按照前文的设计截断为 17 bit 进行累加, 累加的结果在高位截断为 21 bit. 控制模块在第 2 个阶段开始时向复数乘法器输入使能信号, 并在乘法

结果输出的同时向累加器输入使能信号.

第 3 个阶段进行复数的相角计算. 首先计算累加和的虚、实部比值并截断为 16 bit 定点数, 然后通过基于查找表的复数相角计算单元输出相角. sts_en 和 lts_en 控制多路复用器选择合适的相角进行输出. 当电路处理短训练序列时, 选择右移了 4 位的数据进行输出, 反之亦然. 控制模块为除法器输入相应的使能信号, 并最终将 out_vld 与数据处理结果同步输出. 因此, 无论电路工作在 STS 状态还是 LTS 状态, 数据均输入同一个延时模块、乘累加模块和复数相角计算单元, 不需要为 STS 和 LTS 分别实现上述模块, 完成电路资源的时分复用.

为了实现最高效的流水线结构, 对 3 个阶段进行静态时序分析. 分析结果表明, 3 个阶段内关键路径最差建立时间余量(worst negative slack, WNS)分别为 2.758 ns、2.385 ns 和 1.734 ns, 且最差保持时间余量(worst hold slack, WHS)均为正. 因此, 电路在 100 MHz 时钟下未出现时序违约. 本文通过使用 Xilinx IP 对乘法器和除法器进行实现, 并在不同流水线级数下对电路进行综合实现和静态时序分析, 对比资源消耗和 WNS 的情况. 最终确定能够满足 100 MHz 时钟约束下的最小流水线级数以及最少资源消耗. 优化前后电路性能对比如表 4 所示, 其中各个实验条件均一致. 所需周期为电路进行粗、精频率偏移估计所需的周期数. 优化后, 各阶段流水线的 WNS 分别为 0.723 ns、1.220 ns 和 0.701 ns. WHS 和

WNS 均为正, 电路未出现时序违约. 由表 4 可知, 本文通过上述优化方法, 在不改变电路频率的前提下使 LUT 和寄存器使用量分别减少了 1.86% 和 55.60%, 节约了资源消耗, 减少了数据处理周期 14.19%, 提高了数据处理的效率. 此电路能够在 0.98 μs 内完成粗频率偏移估计, 满足在 T0 到来之前完成粗频率偏移估计的速度要求.

在以上设计的基础上, 可以实现高效率的频率偏移估计电路. 图 5 是基于时分复用的频率偏移估计电路的工作波形. 如图 5 所示, state 信号用于直观表示此时电路正在处理帧的哪一部分. STS 到来时, 频率偏移估计电路对 STS 进行处理, 进行粗频率偏移估计, 复值样本延时 16 个周期, 乘累加结果除以 16 得到最终估计值. LTS 到来且保护间隔已结束, 频率偏移估计电路进行精频率偏移估计, 复值样本延时 64 个周期, 乘累加结果除以 64 得到最终估计值. 因此精频率偏移估计电路实际上和粗频率偏移估计电路共享了硬件资源. 由于 sts_en 和 lts_en 的控制, 这部分电路在 STS 中和 LTS 中的处理不会互相干扰.

表 4 优化前后电路性能对比

Tab.4 Comparison of circuit performance before and after optimization

是否优化	LUT 消耗数量	寄存器消耗数量	WNS/ns	WHS/ns	所需周期数
优化前	859	1 838	1.734	0.008	296
优化后	843	816	0.701	0.013	254

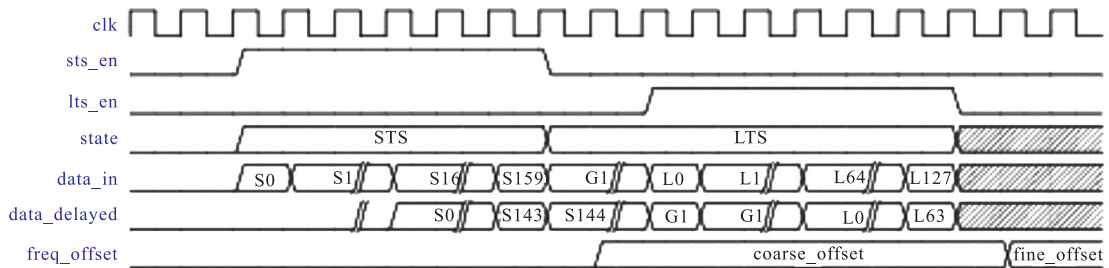


图 5 频率偏移估计电路工作波形

Fig.5 Working waveforms of frequency offset estimation circuit

通过以上设计, 可以实现时分复用的频率偏移估计电路, 在提高接收机数据处理性能的同时节约资源消耗.

3 实验结果与分析

本文在 Ubuntu 系统下使用 Xilinx Vivado 2018.3 对设计的频率偏移估计电路进行硬件实现、优化, 通过 Xilinx ZCU102 开发板进行板级验证. 首先将本文

设计的电路与 openwifi 粗频率偏移估计电路^[12]、独立的精频率偏移估计电路、OFDM 系统中的载波频率偏移估计实现^[13]和低复杂度整数频率偏移估计电路^[14]进行性能对比和评估, 评估内容包括电路的资源消耗、功耗、处理速度和估计误差. 其次, 将本文设计的频率偏移估计电路与 openwifi 结合实现整体接收机, 与 openwifi 等进行 Wi-Fi 接收机整体性能对比. 其中文献[13-14]中电路的性能通过自身文献获取, 其余实验数据通过静态时序分析、综合实现等工

具获取.

表 5 展示了不同实现下频率偏移估计电路性能对比. 由于支持精频率偏移估计, 本文设计的频率偏移估计电路相对于 openwifi 粗频率偏移估计电路估计误差降低了 73.35%, 同时逻辑资源消耗增加了 56.40%.

独立的精频率偏移估计电路能够与 openwifi 粗频率偏移估计电路结合, 实现粗、精频率偏移估计, 降低估计误差. 通过这种方式实现的电路消耗了 2 929 个 LUT. 由于采用定点化、基于查找表的复数相角计算单元和时分复用设计对电路进行了优化, 本文设计的电路与前者相比减少了 71.22% 的 LUT 消耗量, 功耗降低了 24.73%. 分别进行粗、精频率偏移估计的电路共需 292 个周期进行数据处理, 本文设计的电路与之相比, 处理所需周期降低了 22.90%.

此外, 本文设计的电路与 OFDM 系统中的载波频率偏移估计实现相比, 估计误差降低了 89.52%; 与

低复杂度整数频率偏移估计电路相比, LUT 消耗数量减少了 50.62%, 寄存器消耗数量增加了 8.66%, 处理所需周期数减少了 55.90%.

表 6 展示了 Wi-Fi 接收机整体性能对比. 其中 openwifi 一行表示开源项目 openwifi 在本文的实验环境下表现的性能. openwifi_var 一行表示本文设计的频率偏移估计电路通过与 openwifi 结合实现的整体接收机的性能. openwifi_var2 表示分别进行粗、精频率偏移估计的电路与 openwifi 结合实现的整体接收机的性能. 其中误码率为信噪比 15 dB 下的实验数据. 由表 6 可知, 与 openwifi 相比, openwifi_var 的误码率降低了 17.94%, 吞吐率减少了 0.57%, 以 LUT 为例, 资源消耗增长了 2.37%. 相对于 openwifi_var2, 在误码率一致的前提下, LUT 消耗数量减少了 13.75%. openwifi_var 的吞吐率为 97.82 Mbps. 电路的吞吐率大于协议的最大传输速率, 能够满足 Wi-Fi 接收机的数据处理要求.

表 5 不同频率偏移估计电路性能对比

Tab.5 Performance comparison of different frequency offset estimation circuits

电路	LUT 消耗数量	寄存器消耗数量	DSP 消耗数量	功耗/W	时钟频率/MHz	所需周期数	估计误差/%
openwifi 粗频率偏移估计电路	539	805	5	0.402	100	106	9.83
独立精频率偏移估计电路	2 390	2 076	6	0.423	100	186	2.62
OFDM 系统中的载波频率偏移估计电路 ^[13]	—	—	—	—	—	—	25.00
低复杂度整数频率偏移估计电路 ^[14]	1 707	751	—	—	—	576	—
本文设计的频率偏移估计电路	843	816	5	0.621	100	254	2.62

表 6 Wi-Fi 接收机整体性能对比

Tab.6 Overall performance comparison of the Wi-Fi receiver

电路	工作频率/MHz	误码率/ 10^{-4}	吞吐率/Mbps	LUT 消耗数量	寄存器消耗数量	DSP 消耗数量	功耗/W
openwifi	100	2.62	98.38	12 781	18 620	68	4.461
openwifi_var	100	2.15	97.82	13 085	18 631	68	4.475
openwifi_var2	100	2.15	97.67	15 171	20 696	74	4.762

4 结 语

本文设计了 Wi-Fi 接收机的高效频率偏移估计电路. 相对于粗频率偏移估计, 本文设计的频率偏移估计电路通过粗、精频率偏移估计提高 Wi-Fi 接收机的数据处理性能, 降低误码率. 通过定点化、时分复用等优化设计降低频率偏移估计电路的资源消耗. 与 openwifi 相比, 在信噪比为 15 dB 时整体接收机的误码率降低了 17.94%, 电路的资源消耗增加了 2.37%. 本文设计的频率偏移估计电路与 openwifi 相结合实现的整体接收机吞吐率为 97.82 Mbps, 能够满足 Wi-Fi 接收机的吞吐率要求. 本文设计的电路能够适用于基于 802.11a、802.11b 和 802.11n 的 Wi-Fi 接收机, 未来将进一步添加对更高版本协议 (如 802.11ax 和 802.11be) 的支持.

参考文献:

- [1] Ghasemi R, Koegel T, Fenske P, et al. Time and frequency synchronization for real-time wireless digital communication systems[C]//2024 15th German Microwave Conference(GeMiC). Duisburg, Germany, 2024: 13-16.
- [2] Kadam M, Kudabay Y, Oliveira P, et al. A low phase noise 12 GHz LO generation with quadrature outputs in 0.13 μm SiGe BiCMOS[C]//2024 15th German Microwave Conference(GeMiC). Duisburg, Germany, 2024: 93-96.
- [3] Merlo J M, Mghabghab S R, Nanzer J A. Wireless picosecond time synchronization for distributed antenna arrays[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2023, 71(4): 1720-1731.

- [4] Hernando J L, Armada A G. Frequency-modulated OFDM: A new waveform for high-mobility wireless communications[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2023, 71(1): 540-552.
- [5] Gao F F, Cui T, Nallanathan A, et al. Maximum likelihood based estimation of frequency and phase offset in DCT OFDM systems under non-circular transmissions: Algorithms, analysis and comparisons[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2008, 56(9): 1425-1429.
- [6] Xue L S, Qiu S F, Wu P, et al. Improved data-aided joint carrier frequency offset and time offset estimation method for OFDM/OQAM system[C]//2018 IEEE 18th International Conference on Communication Technology (ICCT). Chongqing, China, 2018: 352-356.
- [7] Xia B, Wang Y Y, Yang G K. Data-aided carrier frequency offset estimation for orthogonal frequency division multiplexing communication systems[C]//2019 IEEE 5th International Conference on Computer and Communications (ICCC). Chengdu, China, 2019: 848-852.
- [8] 方 芳. OFDM 系统中载波频率偏移和直流偏移估计算法的研究[D]. 兰州: 兰州大学, 2013.
Fang Fang. Research on CFO and DCO Estimator in OFDM[D]. Lanzhou: Lanzhou University, 2013 (in Chinese).
- [9] Zhang L Z, Sun J H, Zheng Q H, et al. Frame structure design method for large carrier frequency offset estimation under low SNR in burst transmission[C]//2019 IEEE 5th International Conference on Computer and Communications (ICCC). Chengdu, China, 2019: 865-870.
- [10] Hlaing M, Al-dhahir H, Li Y H. Optimal training signals for MIMO OFDM channel estimation in the presence of frequency offset and phase noise[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2006, 54(10): 1754-1759.
- [11] Shi J H. OpenOFDM[EB/OL]. <https://github.com/open-sdr/openofdm>, 2023-05-01.
- [12] Jiao X J, Liu W, Michal M, et al. Openwifi: A free and open-source IEEE802.11 SDR implementation on SoC[C]//2020 IEEE 91st Vehicular Technology Conference (VTC2020-Spring). Antwerp, Belgium, 2020: 1-2.
- [13] Wei L C, Peng D. Carrier frequency offset estimation and FPGA implementation in OFDM system[C]//2017 2nd IEEE International Conference on Integrated Circuits and Microsystems (ICICM). Nanjing, China, 2017: 286-290.
- [14] Urdaneta D G, Dias C F, Pereira F K, et al. An implementation of a low complexity integer carrier frequency offset estimator for OFDM[C]//2022 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS). Austin, USA, 2022: 1695-1698.
- [15] 常 潘, 徐 刚. Cisco 无线局域网配置基础[M]. 北京: 电子工业出版社, 2014.
Chang Pan, Xu Gang. Cisco Wireless LAN Configuration Fundamentals[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2014 (in Chinese).
- [16] Sourour E, El-ghoroury H, McNeill D. Frequency offset estimation and correction in the IEEE 802.11a WLAN[C]// IEEE 60th Vehicular Technology Conference. Los Angeles, USA, 2004: 4923-4927.

(责任编辑: 孙立华)