

IEEE 802.11n 的 WLAN 系统的精频偏估算法研究

张 平, 赵继德, 魏德芳
(鲁东大学 物理与电子工程学院, 山东 烟台 264025)

摘要: 提出了一种针对 IEEE 802.11n MIMO OFDM 无线局域网系统的精频偏估算法。该算法充分利用了 802.11n 的前导结构, 可减少估计器的方差。建立了 MIMO OFDM 系统信号模型, 根据系统模型研究了 IEEE 802.11n MIMO OFDM 系统的频偏估计法, 对算法进行理论分析和仿真实验。

关键词: 无线局域网; 多输入多输出; 正交频分复用; 频偏; 估计

中图分类号: TN925+.93

文献标识码: A

A fine frequency offset estimation algorithm for IEEE 802.11n wireless LAN systems

ZHANG Ping, ZHAO Ji De, WEI De Fang

(Institute of Physics and Electronics Engineering Ludong University, Yantai 264025, China)

Abstract: A fine frequency offset estimation algorithm for IEEE 802.11n MIMO OFDM wireless LAN systems is proposed. This algorithm makes best use of the 802.11n preamble structure, and significantly reduces the variance of estimators. The MIMO OFDM signal model is set up, and gets the estimation algorithm by the model. Finally, the simulation and theory are analyzed.

Key words: wireless LAN; MIMO; OFDM; frequency offset; estimation

无线局域网作为宽带无线接入技术的一种重要形式, 近年来发展迅速。IEEE 802.11n 标准^[1]采纳了 MIMO (Multiple-Input Multiple-Output)、OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 等下一代无线通信系统的关键技术, 可大幅度提高无线通信系统的吞吐量。

基于 OFDM 的通信系统对载波频率偏移十分敏感。不精确的频率同步会引入载波频率偏移, 导致解调出的信号会受到载波间干扰 (ICI) 影响^[2]。本文根据 IEEE 802.11n MIMO OFDM 无线局域网系统的载波频率偏移估计算方法, 提出了一种精频偏估算法。该频偏估算法充分利用了 IEEE 802.11n 的前导结构并且利用了接收分集, 最后对算法进行了仿真, 并对仿真进行了实验分析, 结果表明, 该算法显著提高了频率偏移估计精度。

1 信号模型

假设在一个 802.11n 无线局域网系统中有 N_T 条发射链路和 N_R 条接收链路。图 1 为 $N_T \times N_R$ MIMO OFDM 系统的示意图^[3]。每个 OFDM 符号采用 N_D 点 IDFT 生成。以发射端第 i 条发射链路为例, 当要传输第 l 个 OFDM

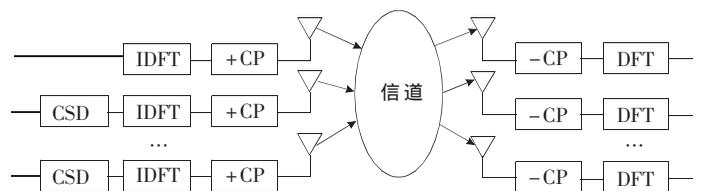


图 1 802.11n MIMO OFDM 无线局域网系统的示意图

符号时, 假设有 $2K+1$ ($2K+1 < N_D$) 个频域上的数据待调制, 其中 $D_i(l, k)$ ($-K \leq k \leq K$) 为映射到第 k 个子载波上的数据, 这 N_D 个数据经过 IDFT 运算后变换为时域数据符号, 其中第 n 个采样点的数学表达式为:

$$s_i(l, n) = \frac{1}{\sqrt{N_D}} \sum_{k=-K}^K D_i(l, k) \exp(j \frac{2\pi nk}{N_D}) \quad (1)$$

考虑到 IEEE 802.11n 标准规定了信号在发射前需要经过循环移位以避免意外的波束形成, 式(1)需要修改为:

$$s_i(l, n) = \frac{1}{\sqrt{N_D}} \sum_{k=-K}^K \left(D_i(l, k) \exp(-j2\pi k \frac{T_{CS}^i}{T_D}) \right) \exp(j \frac{2\pi nk}{N_D}) \quad (2)$$

式中, T_D 为 DFT 周期, T_{CS}^i 为 i 第条发射链路上信号的循环移位时间。

在调制后的数据之前加上长度为 N_C 的保护间隔 (CP) 后得到一个完整的 OFDM 符号, 这样一个完整的 OFDM 符号长度为 $N_S=N_D+N_C$ 。为避免符号间干扰 (ISI) 的产生, CP 的长度应超过多径信道的最大时延扩展。

数字信号形式的 OFDM 符号经过 D/A 变换为模拟信号。基带信号再经射频模块变频为通带信号后发射出去。信号经过无线多径信道到达接收端。

在接收端, 信号先被下变频, 再经 A/D 变换为数字信号。以第 j 条接收链路接收到的第 l 个 OFDM 符号为例, 假定信号在准确的时刻被采样, 并去除了 CP, 得到的采样序列的第 n 个值可以表示为:

$$r_j(l, n) = \exp\left(j \frac{2\pi(lN_S + N_C + n)\gamma}{N_D}\right) \sum_{i=1}^{N_r} s_i(l, n) + w_j(l, n) \quad (3)$$

式中, $w_j(l, n)$ 为复变量的加性高斯白噪声 (AWGN)。

2 频偏估计算法

由于粗频偏估计的精度有限, 经过粗频率同步后的信号残余的频偏仍然较大, 残余频偏引起的载波间干扰 (ICI) 会损害系统的性能, 因此, 需要采用高精度的频偏估计算法估计出残余的载波频偏并进行补偿^[4]。这一任务由精频率同步完成。

精频偏估计算法将使用长训练符号。在常见的无线局域网精频偏估计算法中, 仅利用了长训练符号 1 和长训练符号 2 二部分^[5]。以第 j 条接收链路为例, 采用参考文献 [2] 中的 SISO (Single-Input Single-Output) 算法估计归一化后的载波频率偏差 (CFO), 得到:

$$\hat{\gamma}_{[5]} = \frac{N_D}{2\pi L} \arg\left(\sum_{n=0}^{L-1} r_j^*(l_2, n_{A1}+n) \cdot r_j(l_2, n_{A1}+L+n)\right) \quad (4)$$

式中, L 为长训练符号 1 和 2 的长度, n_{A1} 为长训练符号 1 的起始位置, l_2 为长训练域的序号。由此可计算出估计器的方差为:

$$\text{var}(\hat{\gamma}_{[5]}) = \left(\frac{N_D}{2\pi L}\right)^2 \cdot \frac{1}{L\mu} \quad (5)$$

这里来提出一种改进算法可提高估计精度。长训练域 HTLTF1 的结构^[5]如图 2 所示。长训练域 HTLTF1 由循环前缀和 2 个相同的长训练符号组成, 其中循环前缀是长训练符号的后半部分 (即在图中被标记为 B1、B2 的部分)。可以看出长训练域总共包含了两段相同的序列 A1、A2 和三段相同的序列 B0、B1 和 B2。



图 2 长训练域 HTLTF1 的结构

对 B0 和 B1 作相关运算得到:

$$X_{\beta 1} = \sum_{n=0}^{L/2-1} r_j^*(l_2, n_{B0}+n) \cdot r_j(l_2, n_{B0}+L+n) \quad (6)$$

对 B1 和 B2 作相关运算得到:

$$X_{\beta 2} = \sum_{n=0}^{L/2-1} r_j^*(l_2, n_{B0}+L+n) \cdot r_j(l_2, n_{B0}+2L+n) \quad (7)$$

对 A1 和 A2 作相关运算得到:

$$X_{\beta 3} = \sum_{n=0}^{L/2-1} r_j^*(l_2, n_{B0} + \frac{1}{2}L+n) \cdot r_j(l_2, n_{B0} + \frac{3}{2}L+n) \quad (8)$$

式中, n_{B0} 代表 B0 段的起始位置。在高信噪比条件下, 忽略噪声和 ICI 的影响, 可以得到:

$$\arg(X_{\beta 1}) = \arg(X_{\beta 2}) = \arg(X_{\beta 3}) = \frac{2\pi L\gamma}{N_D} \quad (9)$$

即 $X_{\beta 1}$ 、 $X_{\beta 2}$ 和 $X_{\beta 3}$ 具有相同的相位。于是可以将 $X_{\beta 1}$ 、 $X_{\beta 2}$ 和 $X_{\beta 3}$ 三者相加, 得到

$$X_j = X_{\beta 1} + X_{\beta 2} + X_{\beta 3} = \exp\left(j \frac{2\pi L\gamma}{N_D}\right) \sum_{n=0}^{L/2-1} (|r_j(l_2, n_{B0}+n)|^2 + |r_j(l_2, n_{B0}+n+L)|^2 + |r_j(l_2, n_{B0}+n+L/2)|^2) \quad (10)$$

进一步可求出归一化的 CFO 的估计值^[6]

$$\hat{\gamma}_j = \frac{N_D}{2\pi L} \arg(X_j) \quad (11)$$

用与推导粗频偏估计器的方差类似的方法, 计算出估计器的方差为:

$$\text{var}(\hat{\gamma}_j) = \left(\frac{N_D}{2\pi L}\right)^2 \frac{1}{\left(\frac{9}{4}L\right)\mu} \quad (12)$$

比较 (5) 式和 (12) 式, 可得:

$$\text{var}(\hat{\gamma}_j) = \frac{4}{9} \text{var}(\hat{\gamma}_{[5]}) < \text{var}(\hat{\gamma}_{[5]}) \quad (13)$$

由 (13) 式可以看出新算法的估计器方差为参考文献 [2] 中的估计器方差的 4/9, 明显提高了估计精度。

当使用多根接收天线时, 可以利用接收分集^[7]得出如下 CFO 估计值

$$\hat{\gamma}_{\text{fine}} = \frac{N_D}{2\pi L} \arg\left(\sum_{j=1}^{N_r} X_j\right) \quad (14)$$

(14) 式估计器的方差为

$$\text{var}(\hat{\gamma}_j) = \left(\frac{N_D}{2\pi L}\right)^2 \frac{1}{N_R \left(\frac{9}{4}L\right)\mu} \quad (15)$$

3 频率同步算法的性能分析

为了评估本文提出的算法的性能, 对精频偏估计算法进行了仿真^[8-10], 评价性能的指标为均方误差 MSE。测试用到的系统为 1×1 SISO、1×2 MIMO 和 1×4 MIMO 3 种系统。

图 3 是精频偏估计器在 AWGN 信道下仿真结果。仿真预设的频偏为 0.2 倍于载波间隔。同一 SNR 值下进行

了 10 000 次独立的测试。从图中可以看出随着信噪比的提高仿真结果趋近理论值,在较高信噪比条件下两者几乎重合。同时,接收分集对性能的提高也十分明显,1×2 MIMO 系统的 MSE 性能相对于 SISO 系统有大约 3 dB 的提高,1×4 MIMO 系统相对于 SISO 系统在 MSE 性能上有大约 6 dB 的提高。

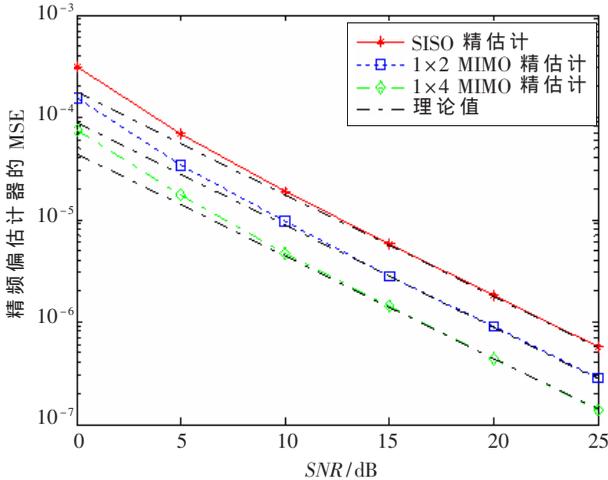


图 3 AWGN 信道下精频偏估计算法的 MSE 性能曲线

图 4 是精频偏估计器在 Rayleigh 信道下仿真结果。仿真预设的频偏为 0.2 倍子载波间隔。同一 SNR 值下进行了 10 000 次独立的测试。从图中可以看出,由于多径衰落的影响,仿真得出的 MSE 曲线均与理论值曲线有一定偏离。利用接收分集仍然能降低估计器的 MSE,1×2 MIMO 系统和 1×4 MIMO 系统的 MSE 性能相对于 SISO 系统均有明显的提高。另外,图中的曲线在高信噪比条件下的仿真结果的 MSE 曲线趋于平缓,随 SNR 增加递减的速度变缓。这是由于在多径信道中,长训练域的循环前缀部分混入了短训练域的符号,出现了 ISI。在高信噪比条件下,噪声的影响已经很小,ISI 成为损害估计器性能的主要因素,因此 MSE 曲线在高信噪比条件下趋于平缓。

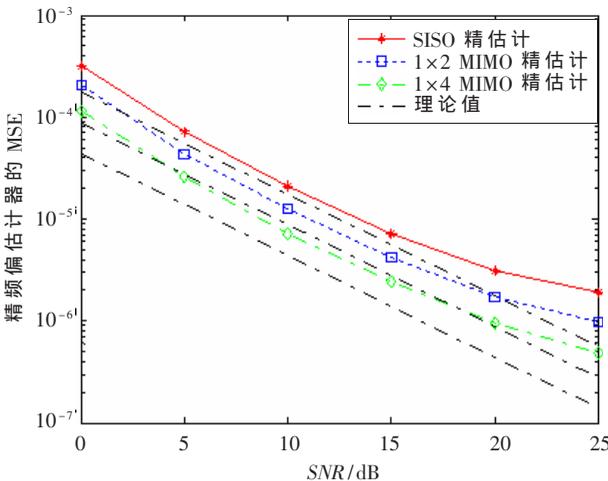
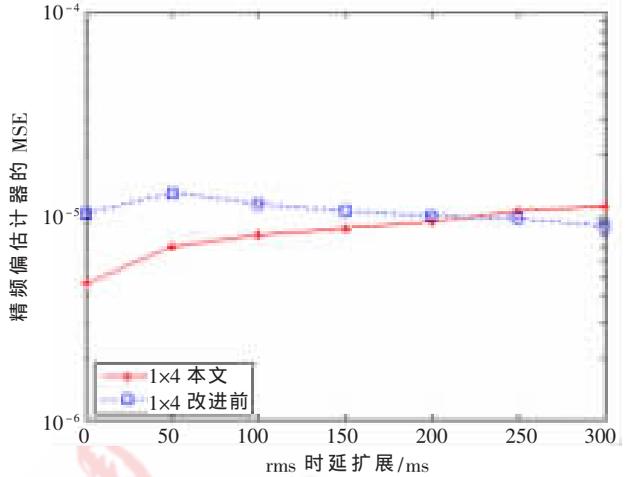


图 4 Rayleigh 信道下精频偏估计算法的 MSE 性能曲线

为了测试本文的算法在多径信道下的适用性,精频偏估计器的 MSE 性能与 rms 时延扩展的关系进行了分析。仿真选用的系统为 1×4 MIMO 系统,信噪比为 10 dB,在每个 rms 时延扩展下都进行了 10 000 次独立的测试,仿真结果如图 5 所示。



* 改进前为参考文献 2 中的 SISO 算法

图 5 10 dB 信噪比下精频偏估计器的 MSE 与 rms 时延扩展的关系

由于本文的算法使用了循环前缀,估计 CFO 的过程中引入的 ISI 也在随着 rms 时延扩展的增加而变大,导致 MSE 随之缓慢增大。参考文献[2]中的 SISO 算法得益于 OFDM 对频率分集利用,其 MSE 随 rms 时延扩展的增加而缓慢减小。在 rms 时延扩展不超过 200 ns 的情况下,本文的算法优于参考文献[2]中的 SISO 算法。但当 rms 时延扩展超过 250 ns 时,本文的算法的估计精度比参考文献[2]中的 SISO 算法的估计精度略低。考虑到无线局域网应用的典型环境为室内,而室内的典型 rms 时延扩展值为 50 ns,远小于 200 ns,因此,本文的算法在实际应用中是有效的,性能改进也是明显的。

本文提出了一种针对 IEEE 802.11n MIMO OFDM 无线局域网系统的精频偏估计方法。该精频偏估计算法利用长训练域 2 个相同的长训练符号及其循环前缀所包含的序列之间的相关性,同时采用 MIMO 接收分集,大大提高了估计精度。理论分析和仿真结果表明,在 AWGN 信道和 Rayleigh 信道下,利用接收分集能够有效地降低估计器的 MSE;在 rms 时延扩展不超过 200 ns 的情况下,本文算法的 MSE 要小于参考文献[2]算法的 MSE。这说明本文算法明显地改进了性能,具有较强的抗多径能力,能够有效地应用于无线局域网中。

参考文献

[1] Nee V, PRASAD R. Draft STANDARD for information technology telecommunications and information exchange between systems—local and metropolitan area networks—specific requirements—part 11: wireless LAN medium access control

- (MAC) and physical layer(PHY) specifications: amendment: enhancements for higher throughput, IEEE Draft Std P802.11n/D2.00, February 2007R. OFDM for Wireless Multimedia Communications. Norwell, MA: Artech House, 2000.
- [2] STUBER G L, BARRY J R, MCLAUGHLIN S W, et al. Broadband MIMO-OFDM wireless communications [J]. Proceedings of the IEEE, 2004,92(2):271-294.
- [3] MOOSE P H. A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction[J]. IEEE Trans Commun., 1994,42:2908-2914.
- [4] 苟彦新. 无线电抗干扰通信原理及应用. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2005.
- [5] SCHMIDL T M, COX D C. Robust frequency and timing synchronization for OFDM[J]. IEEE Trans Commun., 1997, 45:1613-1621.
- [6] MODY A N, STUBER G L. Synchronization for MIMO OFDM systems [C]. Proc IEEE Global Commun. Conf., 2001:509-513.
- [7] SCHENK T C W, Van Z A. Frequency synchronization for MIMO OFDM wireless LAN systems [C]. Proc. IEEE Veh. Technol. Conf., 2003(2):781-785.
- [8] VAN Z A, SCHENK T C W. Implementation of a MIMO OFDM-based wireless LAN system [J]. IEEE Trans. Signal Process., 2004,52(2):483-494.
- [9] MODY A N, STUBER G L. Receiver implementation for a MIMO OFDM system[C]. Global Telecommunications Conference, 2002. GLOBECOM'02. IEEE, 2002:716-720.
- [10] RAPPARORT T S. 无线通信原理与应用(第二版)[M]. 周文安, 付秀花, 王志辉, 等译. 北京: 电子工业出版社, 2006.

(收稿日期: 2009-04-01)

电子技术应用
APPLICATION OF ELECTRONIC TECHNIQUE
www.chinaet.com