

doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2013.05.008

OFDM WLAN 接收机 IQ 不平衡的时域补偿新方法^{*}

王选宏^{1,2,**}, 卢光跃¹

(1.西安邮电大学 通信与信息工程学院,西安 710121;2.西安星河亮点信息技术有限公司,西安 710075)

摘 要:针对采用高阶调制的正交频分复用(OFDM)系统在前端模拟处理过程中易遭受到同相相位和正交相位(IQ)不平衡影响的问题,提出了一种新的 OFDM WLAN 系统接收机 IQ 不平衡估计和补偿方法。该方法利用较少的时域训练序列进行 IQ 不平衡参数的估计及补偿。仿真结果表明,该方法在降低了计算复杂度的同时,也获得了较好的估计性能。

关键词:正交频分复用;无线局域网;IQ 不平衡;时域补偿;低复杂度

中图分类号:TN929.5 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-893X(2013)05-0570-04

A New Time-domain Compensation Scheme of IQ Imbalance in OFDM WLAN Receivers

WANG Xuan-hong^{1,2}, LU Guang-yue¹

(1. Institute of Communication and Information Engineering, Xi'an University of Posts and Telecommunications, Xi'an 710121, China; 2. Xian StarPointComm Information Technology Co., Ltd., Xi'an 710075, China)

Abstract: For the question that Orthogonal Frequency Division Multiplex (OFDM) using a high-order modulation suffers from serious effects of In-phase and Quadrature-phase (IQ) imbalance in a front-end analog processing, a new IQ imbalance estimation and compensation method is proposed for OFDM WLAN receivers. The proposed method estimates the IQ imbalance parameters and corrects effect of IQ imbalance using fewer time-domain training signals. The simulation results show that the proposed scheme is very simple and robust.

Key words: OFDM; WLAN; IQ-imbalance; time-domain compensation; low complexity

1 引 言

无线局域网(WLAN)在当今已被广泛应用。根据 IEEE802.11a/g 标准, WLAN 采用了 OFDM 技术。IQ 不平衡对于解调性能的影响非常大,当一个前端部件的性能不理想时就不能保证同相支路(I)与正交支路(Q)之间的能量平衡和相位正交,这就引起了 IQ 不平衡。特别是零中频接收机或直接变换接收机结构使用的越来越多,其使用模拟 IQ 隔离, IQ 不平衡几乎不可避免。由于高阶数据调制技术在 OFDM WLAN 系统中的使用,即使通过现有的低成

本的前端部件引入的 IQ 不平衡较小,也将对解调性能产生严重的影响。因此,为了避免高性能的前端导致的设备成本的巨大增加,必须引入补偿 IQ 不平衡的数字算法来改善解调的性能^[1-2]。

近来,对于 OFDM 传输中的 IQ 不平衡的补偿问题,已有不少的研究成果,文献[3-4]提出了 OFDM 系统 IQ 不平衡的自适应补偿方法,这类自适应方法虽然能够很好地补偿 IQ 不平衡,但需要大量的训练序列和迭代运算以获得均衡器的系数。文献[5]提出利用信道估计的结果进行 IQ 不平衡参数估计,在时域进行补偿,该方法效果较好,但计算量较大,不适合在测量环境下及终端使用。文献[6]采用频域的方法

^{*} 收稿日期:2012-12-17;修回日期:2013-03-12 Received date:2012-12-17;Revised date:2013-03-12
基金项目:国家科技重大专项(2012ZX03001025)
Foundation Item:The National Science and Technology Major Project of the Ministry of Science and Technology of China(2012ZX03001025)
^{**} 通讯作者:xiyouwxh@163.com Corresponding author:xiyouwxh@163.com

进行 IQ 不平衡参数的估计及补偿, 由于该方法在频域进行补偿, 需对接收信号进行硬判决, 由于此时对 IQ 不平衡尚未补偿, 所以仅仅适用于 IQ 不平衡误差较小的情况, 若 IQ 不平衡误差较大可能造成接收信号的误判, 补偿过程会引入新的偏移或错误。

本文分析了接收机 IQ 不平衡引起的性能损失, 提出了一种低复杂度的时域 IQ 不平衡参数的估计与补偿方法。这种方法利用时域训练序列来进行 IQ 不平衡参数的估计, 可根据估计精度的需要灵活选取估计所需的序列数目。算法的计算复杂度进一步降低, 特别适用于测量环境以及 WLAN 移动终端的实现。

文章第 2 节介绍前导序列模型、IQ 不平衡信号模型及影响, 第 3 节提出一种新的低复杂度的时域 IQ 不平衡估计算法, 第 4 节是仿真结果及分析, 第 5

节给出论文结论。

2 系统模型

2.1 前导序列模型

图 1 为 IEEE802.11a 前导信号的结构图, 前导训练序列包括 10 个短训练序列(STSP)和 2 个长训练序列(LTSP)。10 个短训练序列用来进行收端的 AGC、定时捕获以及完成频率的粗同步; 2 个长训练序列的作用是在接收端进行信道估计以及进行系统的细同步。

每个 STSP 序列包含 12 个子载波信号, 周期为 $0.8\text{ }\mu\text{s}$ ($=T_{\text{DFT}}/4=3.2/4$), 其中 T_{DFT} 为离散傅里叶变换(DFT)及逆离散傅里叶变换(IDFT)周期。每个 LTSP 序列包含 52 个子载波, 周期为 $3.2\text{ }\mu\text{s}$ 。

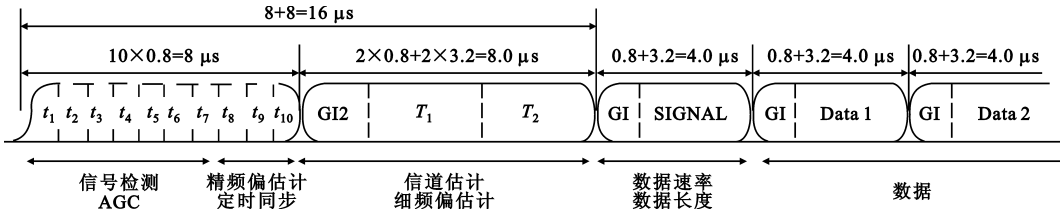


图 1 IEEE802.11a 前导信号结构
Fig.1 Preamble signal structure in IEEE802.11a

2.2 IQ 不平衡模型

如图 2 所示, 假设系统时间及频率同步, 同相支路本振信号为 L_1 , 正交相位支路的本振信号为 L_Q , 分别表示如下:

$$L_1 = (1 + \epsilon) \cos(2\pi f_c t - \theta/2) \quad (1)$$

$$L_Q = -(1 - \epsilon) \sin(2\pi f_c t + \theta/2) \quad (2)$$

其中, θ 表示相位不平衡, ϵ 表示幅度不平衡, f_c 为载波频率。本振信号与接收信号相乘, 通过低通滤波器(LPF)后, 得到具有 IQ 不平衡的基带信号 $\hat{r}_1(k)$ 与 $\hat{r}_Q(k)$ 。采样间隔为 T_s (OFDM 信号的采样周期) 的第 k 个基带数字信号为

$$\hat{r}(k) = \hat{r}_1(k) + j\hat{r}_Q(k) \quad (3)$$

其中:

$$\hat{r}_1(k) = (1 + \epsilon) \{ r_1(k) \cos(\theta/2) - r_Q(k) \sin(\theta/2) \} \quad (4)$$

$$\hat{r}_Q(k) = (1 - \epsilon) \{ r_Q(k) \cos(\theta/2) - r_1(k) \sin(\theta/2) \} \quad (5)$$

式中, $r_1(k)$ 和 $r_Q(k)$ 分别为发端时域训练符号的第 k 个数字采样 $r(k)$ 的 I 路及 Q 路。将式(4)和式(5)代入式(3)可得复基带信号 $\hat{r}(k)$ 为

$$\begin{aligned} \hat{r}(k) &= \hat{r}_1(k) + j\hat{r}_Q(k) = \\ &\{ \cos(\theta/2) + j\epsilon \sin(\theta/2) \} \{ r_1(k) + r_Q(k) \} + \\ &\{ \epsilon \cos(\theta/2) - j\sin(\theta/2) \} \{ r_1(k) - r_Q(k) \} = \\ &\{ \cos(\theta/2) + j\epsilon \sin(\theta/2) \} r(k) + \\ &\{ \epsilon \cos(\theta/2) - j\sin(\theta/2) \} r^*(k) \end{aligned} \quad (6)$$

式中, $(\cdot)^*$ 表示复共轭。

令

$$\alpha = \cos(\theta/2) + j\epsilon \sin(\theta/2) \quad (7)$$

$$\beta = \epsilon \cos(\theta/2) - j\sin(\theta/2) \quad (8)$$

则式(6)可表示为

$$\hat{r}(k) = \alpha \cdot r(k) + \beta \cdot r^*(k) \quad (9)$$

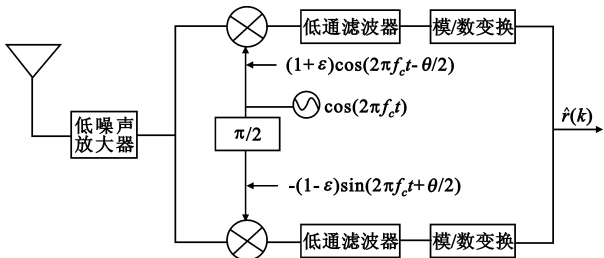


图 2 接收机 IQ 不平衡模型
Fig.2 Model of IQ-imbalance in the receiver

2.3 IQ 不平衡的影响

设 $\mathbf{R}$ 为发送的频域 OFDM 符号,那么接收机的时域输入信号为 $\text{IFFT}(\mathbf{R})$,对式(9)进行 FFT 可得

$$\hat{\mathbf{R}} = \text{FFT}\{\alpha \cdot \text{IFFT}(\mathbf{R}) + \beta \cdot [\text{IFFT}(\mathbf{R})]^*\} = \alpha \cdot \mathbf{R} + \beta \cdot (\mathbf{R}^*)_m \tag{10}$$

式中,粗体表示向量, $\hat{\mathbf{R}}$ 表示接收到的 OFDM 符号, $(\mathbf{R})_m$ 是发送频域 OFDM 符号 $\mathbf{R}$ 的镜像。且有 $(\mathbf{R})_{m(i)} = (\mathbf{R})_{\text{mod}(N-i+2, N)}$, N 为每个 OFDM 符号的子载波数, $1 \leq i \leq N$ 。载波 1 为 DC 载波。由式(10)可见,由 IQ 不平衡造成的影响体现在两方面:信号由于复因子 α 引起乘性失真;由于复因子 β 同时产生了镜像干扰,引起子载波间干扰(ICI),使系统性能恶化。当理想 IQ 平衡时, $\alpha = 1$ 且 $\beta = 0$ 。

3 IQ 不平衡的估计与补偿

3.1 时域 IQ 不平衡的估计

通过式(7)和式(8)可以看出 α 、 β 在系统中是一个静态参数,且当系统中角度不平衡参数 θ 和幅度不平衡参数 ϵ 确定后, α 、 β 就为定值,同样, α 、 β 确定后也可以通过式(7)和式(8)计算出 θ 和 ϵ 。因此,可以将估计角度不平衡参数 θ 和幅度不平衡参数 ϵ 的过程转为参数 α 和 β 的估计。

通过式(9)可以方便简单地进行 α 和 β 的估计,最少仅需要知道时域发送训练符号的两个采样值及对应的接收训练符号的两个采样值,就可以通过解方程的组的方式得到参数 α 和 β 。设时域发送训练符号的两个采样值为 $r(k)$ 和 $r(k+1)$,接收训练符号的两个采样值分别为 $\hat{r}(k)$ 和 $\hat{r}(k+1)$,将其代入式(9)可得

$$\hat{r}(k) = \alpha \cdot r(k) + \beta \cdot r^*(k) \tag{11}$$

$$\hat{r}(k+1) = \alpha \cdot r(k+1) + \beta \cdot r^*(k+1) \tag{12}$$

联合式(11)与式(12)解方程组可得

$$\beta = \frac{r(k+1) \cdot \hat{r}(k) - r(k) \cdot \hat{r}(k+1)}{r(k+1) \cdot r^*(k) - r(k) \cdot r^*(k+1)} \tag{13}$$

$$\alpha = \frac{\hat{r}(k) - \beta \cdot r^*(k)}{r(k)} \tag{14}$$

通过式(13)及式(14)即可获得参数 α 和 β 的估计。选取时域发送训练符号的采样值时需保证式(13)的分母不为 0。如果为了提高估计精度,那么可以选则多个训练序列来进行参数 α 和 β 的估计,对于得到的估计值进行平均即可。通过式(7)、式(8)可得 α 与 β 的关系式如下:

$$\alpha = \sqrt{1 - (\text{imag}(\beta))^2} - j \frac{\text{real}(\beta) \cdot \text{imag}(\beta)}{\sqrt{1 - (\text{imag}(\beta))^2}} \tag{15}$$

式中, $\text{real}()$ 是取实部, $\text{imag}()$ 是取虚部。将最终得到的 β 估计值代入式(15)计算一次即可得到 α 的估计值,可以进一步降低算法的复杂度。

3.2 时域 IQ 不平衡的补偿

时域 IQ 不平衡的补偿可以通过求解式(9)中的正确数据 $r(k)$ 来进行。对于式(9),接收到带有 IQ 不平衡的数据 $\hat{r}(k)$ 可知, IQ 不平衡的参数 α 和 β 已经通过估计得到,式(9)的两边取复共轭可得

$$\hat{r}^*(k) = \alpha^* \cdot r^*(k) + \beta^* \cdot r(k) \tag{16}$$

联合式(9)与式(16)可解得 $r(k)$ 如下:

$$r(k) = \frac{\alpha^* \cdot \hat{r}(k) - \beta \cdot \hat{r}^*(k)}{|\alpha|^2 - |\beta|^2} \tag{17}$$

通过式(17)可以方便地进行 IQ 不平衡的补偿。

4 仿真及分析

为了验证本文算法的性能,仿真中, OFDM 采用 802.11a 标准的数据结构, FFT/IFFT 的点数为 64, 数据调制方式为 64QAM; IQ 不平衡的参数为 $\theta = 10^\circ$, $\epsilon = 0.2$, 信道为 AWGN 信道,采用蒙特卡罗仿真,循环 15 次。文献[5]的方法中采用频域一个长训练序列($L = 52$)来进行 IQ 不平衡参数估计的,本文方法分别采用时域训练序列的部分 L 分别为 52、32、16、8 进行仿真,结果如图 3~6 所示。从图 3~5 中可以看出,利用本文算法进行 IQ 不平衡估计时,使用任意 16 个以上时域训练序列就可以达到文献[5]的估计以及精确估计的性能,但本文的计算复杂度要远低于文献[5]。如图 6,当训练系列数目为 8 时,本文算法性能比精确估计性能仅差 0.4 dB 左右,与文献[5]相差 0.3 dB 左右,此时本文算法复杂度却进一步降低,特别适合应用于测量环境以及 WLAN 终端实现。

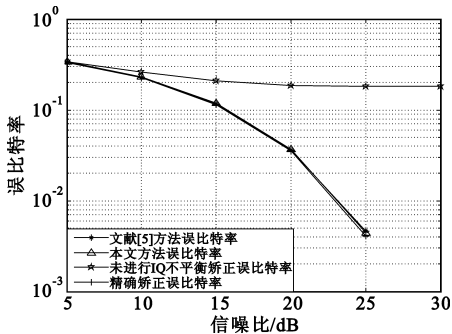


图3 训练序列数目为 52 时估计性能
Fig.3 The estimation performance when $L = 52$

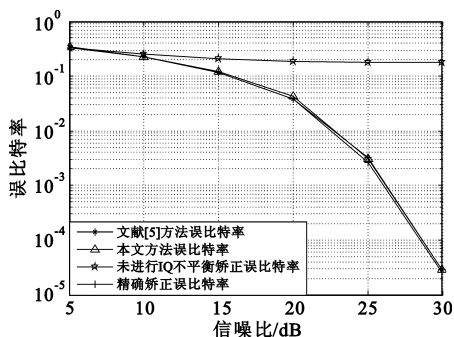


图 4 训练序列数目为 32 时估计性能
Fig.4 The estimation performance when $L = 32$

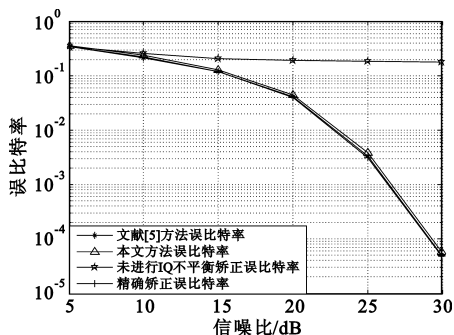


图 5 训练序列数目为 16 时估计性能
Fig.5 The estimation performance when $L = 16$

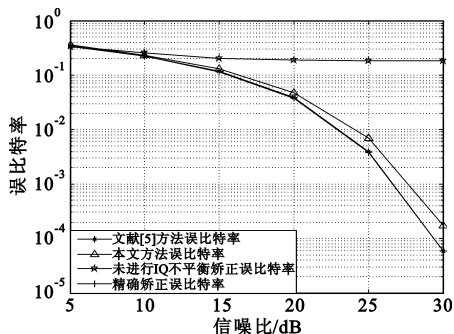


图 6 训练序列数目为 8 时估计性能
Fig.6 The estimation performance when $L = 8$

5 结 论

本文提出了一种低复杂度的时域 IQ 不平衡估计及补偿方法,即在时域根据 IQ 不平衡模型构建方程组,使用 2 个以上时域序列就可以通过解方程的方式直接进行 IQ 不平衡参数的估计,可以方便地根据实际需要灵活地选取估计的时域序列数,当参与

估计的序列数达到 16 时就可以获得接近于精确估计的性能;而且在时域进行补偿,避免了在频域补偿时需要进行接收数据软判决的过程带来的误判等,进一步提高了系统的可靠性。仿真结果表明,本文算法在降低了计算复杂度的同时,也保障了系统的估计性能。

参考文献:

- [1] Prasad R. OFDM for Wireless Communications Systems[M]. New York: Artech House Publishers, 2004.
- [2] Terry J, Heiskala J. OFDM Wireless LANs: A Theoretical and Practical Guide[M]. Indianapolis, Indiana: Sams Publishing, 2002.
- [3] Vallant G, Epp M, Schlecker W, et al. Analog IQ impairments in Zero-IF radar receivers: Analysis, measurements and digital compensation [C]//Proceedings of 2012 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference. Graz: IEEE, 2012: 1703 – 1707.
- [4] Barhum I, Moonen M. IQ-imbalance compensation for OFDM in the presence of IBI and carrier-frequency offset[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2007, 55(1): 256 – 266.
- [5] Tubbax J. Joint Compensation of IQ imbalance and Frequency Offset in OFDM systems [C]//Proceedings of 2003 IEEE Global Telecommunications Conference. San Francisco: IEEE, 2003: 2365 – 2369.
- [6] He Lanlan. Pilot-Aided IQ Imbalance Compensation for OFDM Systems Operating Over Doubly Selective Channels [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2011, 59(5): 2223 – 2233.

作者简介:



王选宏 (1977—), 男, 陕西咸阳人, 2006 年于西安科技大学获硕士学位, 现为西安邮电大学高级工程师, 主要从事通信信号处理研究;

WANG Xuan-hong was born in Xianyang, Shaanxi Province, in 1977. He received the M. S. degree from Xi'an University of Science and Technology in 2006. He is now a senior engineer. His research concerns signal processing in communications.

Email: xiyouwxh@163.com

卢光跃 (1971—), 男, 河南南阳人, 1999 年于西安电子科技大学获博士学位, 现为西安邮电大学教授, 主要从事通信信号处理、无线传感网络以及认知无线电等方面的研究。

LU Guang-yue was born in Nanyang, Henan Province, in 1971. He received the Ph.D. degree from Xidian University in 1999. He is now a professor. His research concerns signal processing, wireless sensor network and cognitive radio, etc.