

OFDM 系统发射机/接收机 IQ 不平衡的无反馈时域补偿^①

梁彦^{②*} 束锋^{③**} 史夏洁* 张一晋*

(*南京理工大学电子工程与光电技术学院 南京 210094)

(**东南大学移动通信国家重点实验室 南京 210096)

摘要 针对 OFDM 系统传统的同相、正交支路(IQ)不平衡的时域补偿算法所存在的时延及系统开销问题,提出了一种无反馈的 IQ 不平衡时域补偿算法,该算法可在接收端对发射机和接收机分别产生的 IQ 不平衡进行联合补偿。同时设计了特殊结构的训练序列,以实现信道和 IQ 不平衡参数的联合估计。仿真表明,该算法仅需两个正交频分复用(OFDM)训练符号即可达到较好的系统误码性能,因此是一种高效且无需反馈的 OFDM 系统发射机/接收机的 IQ 不平衡补偿算法。

关键词 正交频分复用(OFDM), 同相、正交支路(IQ)不平衡, 时域补偿

0 引言

正交频分复用(OFDM)技术因其频谱利用率高和抗多径衰落性能好,已成为新一代无线通信的核心技术。随着人们对数据业务要求的提高,移动终端正朝着尺寸小、功耗低、价格低的方向发展。故零中频发射机(transmitter, Tx)、接收机(receiver, Rx)已成为未来无线终端发展的方向,并被 OFDM 系统所采用。但是零中频结构会带来同相、正交支路(in-phase and quadrature-phase, IQ)相位和幅度增益不匹配的问题,即 IQ 不平衡^[1],这将导致严重的系统性能下降。为此许多学者对这一问题进行了研究,并提出了在基带进行数字补偿的方法。文献[1,2]分析了 IQ 不平衡对 OFDM 接收机性能的影响。文献[3]针对接收机存在 IQ 不平衡的 OFDM 系统,提出了频域最小二乘(LS)算法、频域自适应最小均方(least mean square, LMS)算法和时域纠正算法。文献[4]提出了 IQ 不平衡的盲估计及补偿技术。文献[5,6]提出了 IQ 不平衡及相位噪声、频率偏移等参数的联合估计算法。文献[7]则研究了发射机和接收机均存在 IQ 不平衡的系统模型,提出了频域补偿算法和时域反馈补偿算法,但这两种算法均存在不足之处,前者需要较多的训练符号才能

达到较好的性能,故其频带利用率低,后者需要将接收机估计出的 IQ 失衡参数反馈到发射机,以便在发射端对 IQ 进行预补偿,而反馈回路将会带来一定的额外开销,并且如果 IQ 失衡参数是实时变化的,那么由反馈时延带来的影响无法避免。本文为解决文献[7]中的时域反馈补偿算法的缺陷,研究了发射机/接收机 IQ 不平衡的无反馈补偿,提出了一种无反馈的 IQ 不平衡时域补偿算法。仿真结果表明,该算法只需两个 OFDM 训练符号即可达到较好的误比特率(BER)性能,其频带利用率较高,同时避免了向发射机反馈 IQ 失衡参数带来的时延及系统开销,大大提高了接收机的性能。

1 系统模型

发射机和接收机均存在 IQ 不平衡的 OFDM 基带系统如图 1 所示。设 OFDM 系统具有 N 个子载波,则发送的 OFDM 频域数据符号可以表示为

$$s = [s(1) \ s(2) \ \dots \ s(N)]^T \quad (1)$$

对 s 进行离散傅立叶逆变换(inverse discrete Fourier transform, IDFT)运算,将其转换至时域后得到

$$\bar{s} = F^H \cdot s \quad (2)$$

其中 F 为归一化傅立叶变换矩阵,表示为

① 东南大学移动通信国家重点实验室开放研究基金(2010D13)资助项目。

② 女,1979 年生,博士生;研究方向:无线通信信号处理;E-mail: lyliang79@yahoo.com.cn

③ 通讯作者,E-mail: shufeng@mail.njust.edu.cn

(收稿日期:2011-08-29)

$$F(m, n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \exp\left(\frac{-j2\pi(m-1)(n-1)}{N}\right) \quad (3)$$

其中 $j = \sqrt{-1}, m, n \in \{1, \dots, N\}$ 。受发射机 IQ 不平衡的影响, 时域发送信号变为

$$\bar{s}_d = \mu_t \cdot \bar{s} + \nu_t \cdot \bar{s}^* \quad (4)$$

其中, $(\cdot)^*$ 表示取共轭运算, 并且

$$\mu_t = \cos(\theta_t / 2) + j\alpha_t \cdot \sin(\theta_t / 2)$$

$$\nu_t = \alpha_t \cdot \cos(\theta_t / 2) - j\sin(\theta_t / 2)$$

θ_t, α_t 分别表示发射机 I、Q 支路相位和幅度的不平衡量^[7]。时域发送信号通过无线信道后, 未受接收机 IQ 不平衡影响的接收信号可表示为

$$\bar{y} = H \cdot \bar{s}_d + \bar{w} \quad (5)$$

其中 H 是时域信道循环矩阵:

$$H = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & \dots & 0 & h_L & \dots & h_2 & h_1 \\ h_1 & h_0 & 0 & \dots & 0 & h_L & \dots & h_2 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \dots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ h_L & \dots & \dots & \dots & h_0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & h_L & \dots & \dots & \dots & h_0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

$h = [h_0 \ h_1 \ h_2 \ \dots \ h_L \ \mathbf{0}_{1 \times (N-L-1)}]^T$ 是信道冲击响应向量, 信道有效长度为 $L+1$, $\mathbf{0}_{1 \times (N-L-1)}$ 表示维数为 $1 \times (N-L-1)$ 的零向量。 \bar{w} 是接收端加性高斯白噪声。

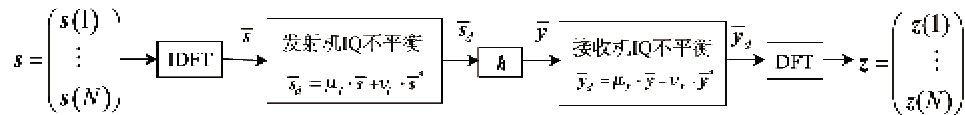


图1 发射机接收机均存在 IQ 不平衡的 OFDM 基带系统框图

接收机的 IQ 不平衡影响使得接收信号变为

$$\bar{y}_d = \mu_r \cdot \bar{y} + \nu_r \cdot \bar{y}^* \quad (7)$$

其中 μ_r, ν_r 为接收机的 IQ 不平衡参数, 其定义与式(4)类似。

将式(4)、(5)代入式(7)可以得到时域发送信号与接收信号的关系表达式如下:

$$\begin{aligned} \bar{y}_d = & (\mu_r \cdot \mu_t \cdot H + \nu_r \cdot \nu_t^* \cdot H^*) \cdot \bar{s} \\ & + (\mu_r \cdot \nu_t \cdot H + \nu_r \cdot \mu_t^* \cdot H^*) \cdot \bar{s}^* \\ & + \mu_r \cdot \bar{w} + \nu_r \cdot \bar{w}^* \end{aligned} \quad (8)$$

2 IQ 不平衡时域补偿算法

文献[7]中的时域反馈补偿算法的基本思想

是:在发射端对由发射机引起的 IQ 不平衡进行预补偿,而在接收端消除由接收机产生的 IQ 不平衡,其系统结构如图 2(a)所示。其中的发射端数字预补偿参数 η_t 需要由接收机估计并经反馈信道反馈至发射机。为取消上述估计信息反馈, 本文设计了一种新的时域补偿结构, 如图 2(b)所示。由图可见, 与传统的时域反馈补偿结构相比, 本文设计的结构不包括 IQ 失衡信息反馈以及预补偿的部分, 而是直接在接收端对发射机/接收机的 IQ 不平衡进行统一的数字补偿, 因此可以有效地避免传统时域反馈算法的时延及系统开销问题。

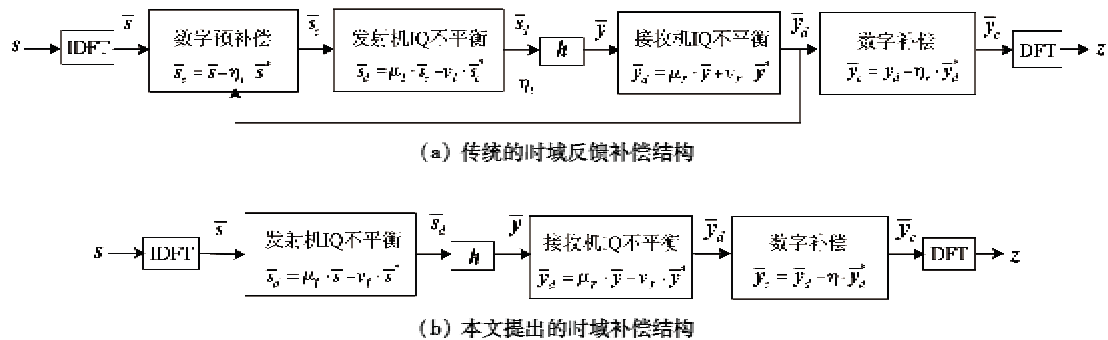


图2 IQ 不平衡的时域补偿算法系统结构图

本节将采用上述无反馈的时域补偿结构, 提出一种新的 IQ 不平衡时域补偿算法, 包含 IQ 失衡参

数和信道联合估计、IQ 不平衡补偿以及 OFDM 信号检测三部分。具体步骤如下:

首先将式(8)简化为

$$\bar{y}_d = \mathbf{H}_a \cdot \bar{s} + \mathbf{H}_b \cdot \bar{s}^* + \bar{w} \quad (9)$$

其中,

$$\mathbf{H}_a = \mu_r \cdot \mu_i \cdot \mathbf{H} + \nu_r \cdot \nu_i^* \cdot \mathbf{H}^*$$

$$\mathbf{H}_b = \mu_r \cdot \nu_i \cdot \mathbf{H} + \nu_r \cdot \mu_i^* \cdot \mathbf{H}^*$$

$$\bar{w} = \mu_r \cdot \bar{w} + \nu_r \cdot \bar{w}^*$$

为消除式(9)中的 \bar{s}^* 项,进行如下数字补偿运

算:

$$\bar{y}_c = \bar{y}_d - \eta \cdot \bar{y}_d^* \quad (10)$$

其中,

$$\eta = \mathbf{H}_b \cdot (\mathbf{H}_a^*)^{-1}$$

将 η 代入式(10),得到:

$$\begin{aligned} \bar{y}_c &= (\mathbf{H}_a - \mathbf{H}_b \cdot (\mathbf{H}_a^*)^{-1} \cdot \mathbf{H}_b^*) \cdot \bar{s} + \hat{w} \\ &= \mathbf{H}_c \cdot \bar{s} + \hat{w} \end{aligned} \quad (11)$$

其中,

$$\mathbf{H}_c = \mathbf{H}_a - \mathbf{H}_b \cdot (\mathbf{H}_a^*)^{-1} \cdot \mathbf{H}_b^*$$

$$\hat{w} = \bar{w} - \eta \cdot \bar{w}^*$$

由式(11)可见,发射机和接收机处的 IQ 不平衡已被完全消除。此时,时域发送信号 \bar{s} 的最小二乘检测结果为

$$\hat{\bar{s}} = (\mathbf{H}_c^H \cdot \mathbf{H}_c)^{-1} \cdot \mathbf{H}_c^H \cdot \bar{y}_c \quad (12)$$

为了进行 IQ 不平衡的数字补偿并得到式(12)的信号检测结果,首先需要获得对 \mathbf{H}_a 、 \mathbf{H}_b 以及 η 的估计。因此本文设计两个具有特殊结构的时域导频符号

$$\bar{s}_1 = s_p \quad (13)$$

$$\bar{s}_2 = \frac{(1-j)}{\sqrt{2}} s_p \quad (14)$$

(其中 s_p 为 N 维随机导频序列),并将其插入在每个时域的 OFDM 数据帧之前。将式(13)、(14)代入式(9)可以得到两个特殊导频符号对应的时域接收信号为

$$\bar{y}_d^1 = \mathbf{H}_a \cdot s_p + \mathbf{H}_b \cdot s_p^* + \bar{w}_1 \quad (15)$$

$$\bar{y}_d^2 = \frac{(1-j)}{\sqrt{2}} \mathbf{H}_a \cdot s_p + \frac{(1+j)}{\sqrt{2}} \mathbf{H}_b \cdot s_p^* + \bar{w}_2 \quad (16)$$

由式(15)、(16)可以得到

$$\bar{y}_d^1 = \frac{(1-j)\bar{y}_d^1 + \sqrt{2}\bar{y}_d^2}{2} = \mathbf{H}_a \cdot s_p + \bar{w}_1 \quad (17)$$

$$\bar{y}_d^2 = \frac{(1+j)\bar{y}_d^1 - \sqrt{2}\bar{y}_d^2}{2} = \mathbf{H}_b \cdot s_p^* + \bar{w}_2 \quad (18)$$

其中,

$$\bar{w}_1 = \frac{(1-j)\bar{w}_1 + \sqrt{2}\bar{w}_2}{2}$$

$$\bar{w}_2 = \frac{(1+j)\bar{w}_1 - \sqrt{2}\bar{w}_2}{2}$$

将式(17)、(18)改写为

$$\bar{y}_d^1 = \mathbf{S}_p \cdot \mathbf{h}_a + \bar{w}_1 \quad (19)$$

$$\bar{y}_d^2 = \mathbf{S}_p^* \cdot \mathbf{h}_b + \bar{w}_2 \quad (20)$$

其中, \mathbf{S}_p 是由 s_p 按式(6)形式构成的循环矩阵,

$$\mathbf{h}_a = \mu_r \cdot \mu_i \cdot \mathbf{h} + \nu_r \cdot \nu_i^* \cdot \mathbf{h}^* \quad (21)$$

$$\mathbf{h}_b = \mu_r \cdot \nu_i \cdot \mathbf{h} + \nu_r \cdot \mu_i^* \cdot \mathbf{h}^* \quad (22)$$

由式(19)、(20)即可得到对 \mathbf{h}_a 、 \mathbf{h}_b 的估计如下:

$$\hat{\mathbf{h}}_a = (\mathbf{S}_p^H \cdot \mathbf{S}_p)^{-1} \cdot \mathbf{S}_p^H \cdot \bar{y}_d^1 \quad (23)$$

$$\hat{\mathbf{h}}_b = (\mathbf{S}_p^T \cdot \mathbf{S}_p^*)^{-1} \cdot \mathbf{S}_p^T \cdot \bar{y}_d^2 \quad (24)$$

式(23)和(24)粗略地给出了对 IQ 失衡参数及时域信道的联合估计结果,但并未充分挖掘信道的时域特性。由式(21)、(22)可知, \mathbf{h}_a 和 \mathbf{h}_b 由 IQ 失衡参数和信道冲击响应向量 \mathbf{h} 组和构成,并且具有和 \mathbf{h} 相同的有效信道长度 $L+1$, 即其能量集中在少数几个采样点上。利用这种能量集中的特性进行参数估计,可以在式(23)和(24)的基础上进一步抑制信道噪声,有效提高估计性能:

$$\hat{\mathbf{h}}_a = \begin{bmatrix} \mathbf{P} \cdot (\mathbf{S}_p^H \cdot \mathbf{S}_p)^{-1} \cdot \mathbf{S}_p^H \cdot \bar{y}_d^1 \\ \mathbf{0}_{(N-L-1) \times 1} \end{bmatrix} \quad (25)$$

$$\hat{\mathbf{h}}_b = \begin{bmatrix} \mathbf{P} \cdot (\mathbf{S}_p^T \cdot \mathbf{S}_p^*)^{-1} \cdot \mathbf{S}_p^T \cdot \bar{y}_d^2 \\ \mathbf{0}_{(N-L-1) \times 1} \end{bmatrix} \quad (26)$$

其中 $\mathbf{P} = [\mathbf{I}_{L+1} \quad \mathbf{0}_{(L+1) \times (N-L-1)}]$, 用于将估计值的有效长度截短至 $L+1$ 。由式(25)、(26)估计出 $\hat{\mathbf{h}}_a$ 、 $\hat{\mathbf{h}}_b$ 后,根据式(6)构造 $\hat{\mathbf{H}}_a$ 、 $\hat{\mathbf{H}}_b$, 并将 $\hat{\mathbf{H}}_a$ 、 $\hat{\mathbf{H}}_b$ 代入式(12)即可得到 $\hat{\eta}$ 以及时域信号 $\hat{\bar{s}}$ 。最终对频域信号 s 的检测结果为

$$\hat{s} = \mathbf{F} \cdot \hat{\bar{s}} \quad (27)$$

3 数值仿真及分析

本节将通过仿真说明本文提出的时域补偿算法的性能。仿真中采用的参数如下:OFDM 系统调制方式为 16QAM,载波数 128,带宽 2MHz,载频为 2GHz。信道为典型城市(TU)信道^[8],多径数目 $L+1=5$,最大多径延时速度为 $2\mu\text{s}$ ^[8]。

数值仿真比较了本文提出的时域补偿算法与文献[7]中的频域 LS 补偿算法以及时域反馈补偿算法在发射机和接收机都存在 IQ 不平衡时的性能。图 3 和图 4 分别给出了当发射机、接收机的 IQ 失衡参数为 $\theta = 2^\circ$, $\alpha = 1\text{dB}$ 时,本文提出的算法与文献

[7]中的频域 LS 算法以及时域反馈算法的系统误码性能比较。图中,“本文算法”曲线代表本文提出的时域算法对应的系统性能,“理想 IQ”代表具有已知 IQ 失衡参数和信道信息的理想系统性能,“未补偿”代表未经 IQ 补偿的系统性能,“LS 算法”代表文献[7]中 LS 补偿算法的系统性能,“时域反馈补偿算法”代表文献[7]中时域反馈补偿算法的系统性能,其中 N_{tr} 代表补偿算法中每帧包含的训练符号数目。由图 3 可见,文献[7]中的频域 LS 算法以增加训练符号数目为代价来提高系统误码性能,而本文提出的时域算法仅采用两个训练符号即能超过采用 32 个训练符号的 LS 算法性能,大幅提高了系统的频带利用率。由图 4 可见,在 $\theta = 2^\circ, \alpha = 1\text{dB}$ 时,本文提出的时域算法比采用两个训练符号的时域反馈算法性能略优,与采用 8 个和 32 个训练符号的时域反馈算法相比,性能相似。同时由于本文提出的时域算法无需反馈 IQ 失衡信息,因此比时域反

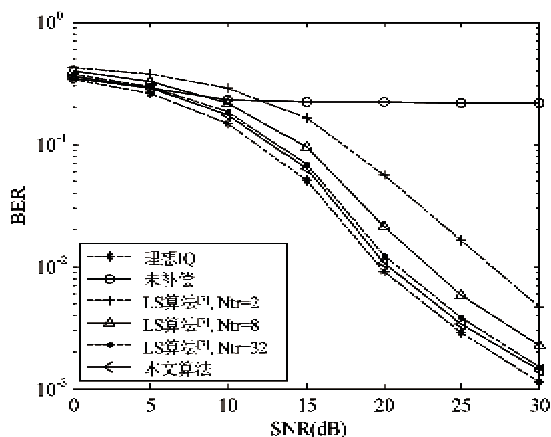


图 3 本文提出算法与 LS 算法^[7]的系统误码率比较 ($\theta = 2^\circ, \alpha = 1\text{dB}$)

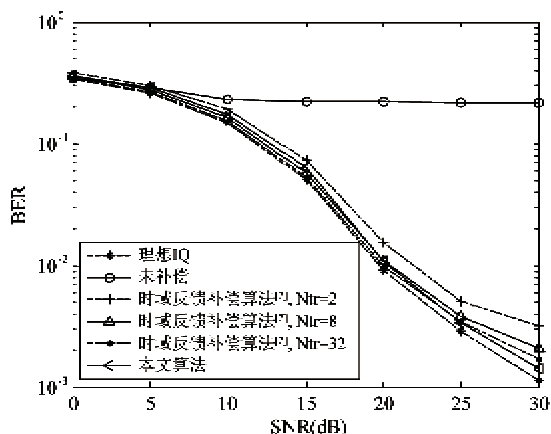


图 4 本文提出算法与时域反馈算法^[7]的系统误码率比较 ($\theta = 2^\circ, \alpha = 1\text{dB}$)

馈算法更具优势。

图 5 给出了当发射机、接收机的 IQ 失衡参数为 $\theta = 3^\circ, \alpha = 2\text{dB}$ 时,三种典型的 IQ 不平衡补偿方案的系统误码性能比较。图中所选择的三种典型方案分别为:(1)训练符号数为 32 的频域 LS 补偿算法^[7];(2)训练符号数为 2 的时域反馈补偿算法^[7];(3)本文提出的采用两个训练符号的时域补偿算法。由图可见,方案(3)比方案(1)性能略优,方案(3)在高信噪比时性能比方案(2)稍好而在中低信噪比下则相反。总体而言,这三种典型方案的系统误码性能接近。本文提出的时域补偿算法因其频带利用率高、系统开销小的特点而具有比较突出的优势。

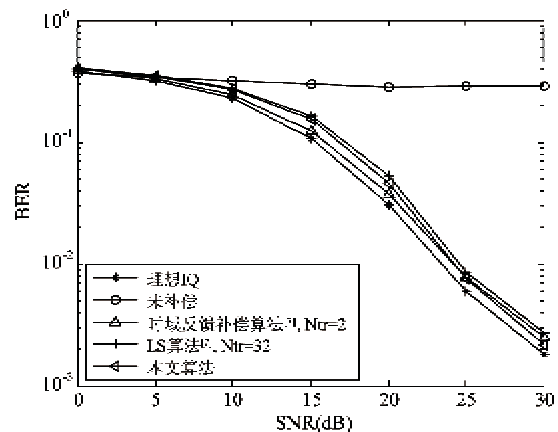


图 5 三种典型补偿方案的系统误码率比较 ($\theta = 3^\circ, \alpha = 2\text{dB}$)

4 结论

本文针对 OFDM 系统发射机和接收机均存在 IQ 不平衡的问题,提出了一种无反馈的 IQ 不平衡时域补偿算法。该算法在接收机处对发射机/接收机的 IQ 不平衡进行联合补偿,无需向发射机反馈信息,与传统的时域反馈算法相比系统开销小、效率高;同时,该算法充分挖掘了受 IQ 失衡影响的时域信道特性,仅采用两个 OFDM 训练符号即可达到较好的估计性能,与传统的 LS 算法相比,大幅减少了训练符号数目,提高了系统频带利用率。因此本文提出的算法是一种高效且无需反馈的 IQ 不平衡补偿算法。

参考文献

[1] Liu C L. Impacts of I/Q imbalance on QPSK-OFDM-QAM detection. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*,

- 1998, 44(3): 984-989
- [2] Baier A. Quadrature mixer imbalances in digital TDMA mobile radio receivers. In: Proceedings of the International Zurich Seminar on Digital Communications, Electronic Circuits and Systems for Communications, Zurich, Switzerland, 1990. 147-162
- [3] Tarighat A, Bagheri R, Sayed A H. Compensation schemes and performance analysis of IQ imbalances in OFDM receivers. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2005, 53(8): 3257-3268
- [4] Valkama M, Renfors M, Koivunen V. Advanced methods for IQ imbalance compensation in communication receivers. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2001, 49(10): 2335-2344
- [5] Zou Q, Tarighat A, Sayed A H. Joint compensation of IQ imbalance and phase noise in OFDM wireless systems. *IEEE Transactions on Communications*, 2009, 57(2): 404-414
- [6] Chung Y H, Phoong S M. Joint estimation of transmitter and receiver I/Q imbalances, CFO, and channel response for OFDM systems. In: Proceedings of the International Conference on Green Circuits and Systems, Shanghai, China, 2010. 247-252
- [7] Tarighat A, Sayed A H. Joint compensation of transmitter and receiver impairments in OFDM systems. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2007, 6(1): 240-247
- [8] ETSI TR 125 943-2002, Universal Mobile Telecommunications System (UMTS)

No-feedback time-domain compensation for Tx/Rx IQ imbalance in OFDM systems

Liang Yan^{*}, Shu Feng^{**}, Shi Xiajie^{*}, Zhang Yijin^{*}

(^{*} School of Electronic Engineering and Optoelectronic Technology,
Nanjing University of Science & Technology, Nanjing 210094)

(^{**} National Mobile Communications Research Laboratory, Southeast University, Nanjing 210096)

Abstract

To resolve the problems of time delay and system overhead in conventional time-domain IQ (in-phase and quadrature-phase) imbalance compensation algorithms for orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) systems, a time-domain algorithm for IQ imbalance compensation without feedback was proposed. The algorithm can realize the joint compensation of transmitter/receiver (Tx/Rx) IQ imbalance at the receiver. Special training sequences were also designed for joint estimation of IQ imbalance parameters and channels. The simulation results showed that the proposed algorithm could achieve good system performance with only two training symbols per frame. Thus it is an effective IQ imbalance compensation algorithm without feedback for OFDM systems.

Key words: orthogonal frequency division multiplexing (OFDM), in-phase and quadrature-phase (IQ) imbalance, time-domain compensation