



一种新的 IQ 不平衡频域估计与补偿算法

倪文杰^{1,2}, 曹伟³, 康凯³

(1. 上海大学通信与信息工程学院, 上海 200072;

2. 中国科学院上海微系统与信息技术研究所, 上海 200050;

3. 上海无线通信研究中心, 上海 201220)

摘要: 针对正交频分复用(OFDM)系统中射频前端失真一同相/正交(IQ)不平衡影响系统性能的问题, 提出了一种新型的 IQ 不平衡频域估计与补偿算法。通过同一个子载波上的两个不同导频信号, 抵消信道的影响, 以减小算法复杂度, 便于实现。仿真结果表明, 该算法既极大地降低了计算量, 又取得了较好的估计与补偿性能, 性能优于传统的算法。

关键词: OFDM; IQ 不平衡; 复杂度

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2016176

A novel frequency-domain IQ imbalance estimation and compensation algorithm

NI Wenjie^{1,2}, CAO Wei³, KANG Kai³

1. Institute of Communication and Information Engineering, Shanghai University, Shanghai 200072, China

2. Shanghai Institute of Microsystem and Information Technology, Shanghai 200050, China

3. Shanghai Research Center for Wireless Communications, Shanghai 201220, China

Abstract: To solve the problem of deterioration of system performance for the RF front-end distortion and IQ imbalance in orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) system, a novel IQ imbalance frequency domain estimation and compensation algorithm was proposed. The effect of channel could be offset, the complexity of algorithm could be reduced and the implementation could be achieved easily using two different pilot signals on one sub-carrier. The simulation results show that the algorithm not only greatly reduces the computational complexity, but also gets a better estimation and compensation performance, and the performance is better than traditional algorithms.

Key words: OFDM, IQ imbalance, complexity

1 引言

正交频分复用(orthogonal frequency division multiplexing,

OFDM) 技术能有效对抗多径效应, 消除符号间干扰(inter symbol interference, ISI), 对抗频率选择性衰落, 信道利用率高, 已成为无线通信发展的趋势, 并广泛应用于无线通信

收稿日期: 2016-04-26; 修回日期: 2016-06-15

基金项目: 上海市科学技术委员会科研计划项目(No.15511102602)

Foundation Item: The Scientific Research Project for the Science and Technology Commission of Shanghai Municipality(No.15511102602)

领域中。常见的 OFDM 通信系统(IEEE 802.11a/g/n/ac 系列和 LTE(long term evolution)等)为了提升频谱效率,采用了高阶调制或者多输入多输出(multiple-input multiple-output, MIMO)技术,这些复杂的传输方案要求接收机能够获取相对较高的 SNR。而收发机本身又受限于生产成本,可能需要采用较为低价的器件(如混频器)^[1]。收发机中的不理想混频器是引入同相/正交(in-phase quadrature-phase, IQ)不平衡的主要部件,使得同相支路(I)与正交支路(Q)幅度和相位产生偏差,从而导致接收端信噪比(signal noise ratio, SNR)下降,严重影响接收性能,造成 OFDM 系统的误码性能下降^[2]。因此,为了减少 OFDM 系统子载波间干扰,提高系统性能,需对收发机的 IQ 不平衡进行估计和补偿。

针对 IQ 不平衡对接收机的影响,许多文献提出了相应的估计和补偿算法。参考文献[3]对 OFDM 系统中接收机存在 IQ 不平衡的估计和补偿方法进行研究,提出了时域纠正算法、频域自适应最小均方算法和频域最小二乘算法。参考文献[4]提出了利用关于 DC(direct current) 对称的成对导频子载波来获取统计量,然后将此统计量提供给信道估计模块来求取信道估计,最后将信道估计的结果送至 IQ 不平衡估计模块,用于消除 IQ 不平衡和信道信息的耦合,获取 IQ 不平衡参数估计值。这要求先完成导频信道估计,且导频信号的设计是关于 DC 对称的。参考文献[5]仅利用短训练序列(short training field, STF)进行 IQ 不平衡估计,且考虑了频偏(frequency offset, FO)和直流偏移(direct current offset)。参考文献[6]中将 FO 和 IQ 联合处理,建模中引入了 FO 的影响。参考文献[7]研究 IQ 不平衡引入了 MIMO 的情况,但是仅基于对称频点进行信

号建模。

对于基于 OFDM 技术的宽带系统,已经将整个频带划分成了多个子载波以便于频域信道估计,且频域估计抗多径效果更好,也适合于本文研究的 IEEE 802.11ac 测试仪器的应用场景。因此针对 OFDM 系统,提出了一种 IQ 不平衡频域估计与补偿方法,使用了同一个子载波上的两个不同导频信号,利用邻近 OFDM 符号上信道随时间变化较小的特点,将信道的影响抵消。通过合理的简化近似,大大降低了计算量,最后通过仿真结果证明本方法能够准确的估计与补偿 IQ 不平衡。目前很多算法虽然实际效果好,但是需要大量的训练序列和迭代运算,且复杂度高,计算量较大。而本文的算法不要求关于 DC 对称的导频结构,不依赖于信道估计和数据解调,对频率选择性信道具有顽健性,估计算法计算量小易于实现。

2 系统模型

与频率无关的 IQ 不平衡主要来源是本地振荡器 IQ 支路不理想,本振包括发射机和接收机两侧。假设接收机是理想的,即 IQ 不平衡仅源于发射机侧的非理想本振。接收机侧的 IQ 不平衡可以通过测试仪启动时的自校准过程予以获知和补偿。发射机的模型如图 1 所示。

根据图 1 所示, $u(t)$ 为待发送的数字基带信号, $a_I(t)$ 为同相支路的本振信号, $a_Q(t)$ 为正交相位支路的本振信号, $u_{RF}(t)$ 为射频发射信号。在发射机具有理想 IQ 支路的情况下,本振具有 90° 相位偏差,且 IQ 支路的幅度增益一致,则理想发射机中有:

$$a_I(t) = \cos(\omega_c t) \quad (1)$$

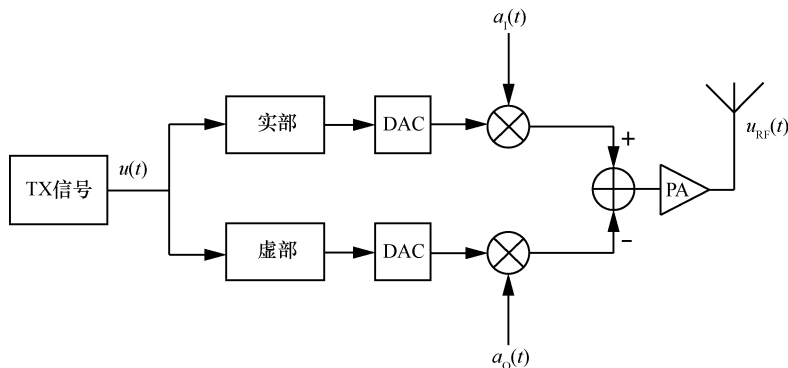


图 1 发射机模型



$$a_0(t) = \sin(\omega_c t) \quad (2)$$

$$\begin{aligned} u_{\text{RF}}(t) &= 2(\Re\{s(t)\} \cos(\omega_c t) - \Im\{s(t)\} \sin(\omega_c t)) \\ &= u(t)e^{j\omega_c t} + u^*(t)e^{-j\omega_c t} \end{aligned} \quad (3)$$

其中, f_c 为载波频率, $\omega_c = 2\pi f_c$, $\Re\{\}$ 和 $\Im\{\}$ 分别为取实部和虚部运算。

如果发射机 IQ 支路不理想, 假设 α 为 IQ 支路的增益不平衡量, θ 为 IQ 支路的相位不平衡量, 上述由本振引起的 IQ 不平衡是与频率无关的。其数学建模如下:

$$a_1(t) = (1 + \alpha) \cos\left(\omega_c t - \frac{\theta}{2}\right) \quad (4)$$

$$a_2(t) = (1 - \alpha) \sin\left(\omega_c t + \frac{\theta}{2}\right) \quad (5)$$

$$u_{\text{RF}}(t) = (\mu u(t) + v u^*(t))e^{j\omega_c t} + (\mu^* u^*(t) + v^* u(t))e^{-j\omega_c t} \quad (6)$$

其中, μ 和 v 为发射机处的 IQ 不平衡参数, 当理想 IQ 平衡时, $\alpha = 0$ 且 $\theta = 0$, 则 $\mu = 1$ 且 $v = 0$ 。 μ 和 v 的表达式如下:

$$\mu = \cos \frac{\theta}{2} + j\alpha \sin \frac{\theta}{2} \quad (7)$$

$$v = \alpha \cos \frac{\theta}{2} - j \sin \frac{\theta}{2} \quad (8)$$

在 OFDM 系统中, 假设有 N 个子载波, 则发送的 OFDM 频域数据符号表达为:

$$S = [S_1, S_2, \dots, S_N]^T \quad (9)$$

数据符号经过离散傅里叶逆变换到时域后得到:

$$s = F^H S \quad (10)$$

其中, $F(m, n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \exp\left(-j2\pi \frac{(m-1)(n-1)}{N}\right)$, $m, n \in \{1, 2, \dots, N\}$, 为 N 维归一化离散傅立叶变换矩阵^[8]。

因为发射机受 IQ 不平衡的影响, 则时域发射信号为:

$$s_d = \mu s + v s^* \quad (11)$$

在接收机, 通过离散傅里叶变换将信号转回频域, 得到基带信号为:

$$S_d = \mu S + v F \cdot \text{conj}(F^H S) = \mu S + v Z \quad (12)$$

为简化表达, 式(12)中 $Z = F \cdot \text{conj}(F^H S)$, 由于 S 为已知导频, 则 Z 可以预先计算好以减少实时计算量。

通过非理想信道, H 为各个子载波所经历的信道, 频域上接收到的基带信号为:

$$R = H \cdot S_d = H(\mu S + v Z) \quad (13)$$

3 算法介绍

该算法的 IQ 不平衡的估计需要依赖于已知的 OFDM 符号的短训练序列 (STF) 和长训练序列 (long training field, LTF)。

假设有两个时间上邻近的不同导频符号(时间索引分别为 n, m), 在同一个子载波 k 上信道可视平坦的, 即 $H_{kn} = H_{km}$ 。第 k 个子载波上的两个导频信号(根据建模所得的基带信号表达式)可以得到如下的数学表达式:

$$\begin{cases} R_{kn} = \mu H_{kn} S_{kn} + v H_{kn} Z_{kn} \\ R_{km} = \mu H_{km} S_{km} + v H_{km} Z_{km} = \mu H_{kn} S_{km} + v H_{kn} Z_{km} \end{cases} \quad (14)$$

在已知 R_{kn} 、 R_{km} 、 S_{kn} 、 S_{km} 、 Z_{kn} 、 Z_{km} 的情况下, 易知 μH_{kn} 、 $v H_{kn}$ 可以通过解式(14)方程求得。由式(12)可知, R 、 S 和 F 均为已知量。假设 STF 和 LTF 在同一个子载波上经历的信道一样, 仅需取该子载波上的一组 STF 和 LTF 即可通过解方程的方法得到 μH 和 $v H$, 其中, H 为该子载波上的信道响应。可见 IQ 不平衡跟信道耦合在一起, 无法分离。

为了求取 IQ 不平衡参数 α 和 θ , 并不需要求解上述二元一次方程, 采用如下简化方法, 根据式(7)和式(8):

$$\begin{aligned} \frac{v}{\mu} &= \frac{\alpha \cos \frac{\theta}{2} - j \sin \frac{\theta}{2}}{\cos \frac{\theta}{2} + j \alpha \sin \frac{\theta}{2}} = \frac{\alpha \left(\left(\cos \frac{\theta}{2} \right)^2 - \left(\sin \frac{\theta}{2} \right)^2 \right) - j \frac{-(\alpha^2 + 1) \sin \frac{\theta}{2} \cos \frac{\theta}{2}}{\left(\cos \frac{\theta}{2} \right)^2 + \alpha^2 \left(\sin \frac{\theta}{2} \right)^2}}{\left(\cos \frac{\theta}{2} \right)^2 + \alpha^2 \left(\sin \frac{\theta}{2} \right)^2} \end{aligned} \quad (15)$$

在 $|\alpha| \ll 1$, $|\theta| \leq \frac{1}{36\pi}$ rad 的假设 (大于 IQ 不平衡的典型取值范围^[9]) 下, 可以得到如下近似:

$$\text{real}\left(\frac{v}{\mu}\right) = \frac{\alpha \left(\left(\cos \frac{\theta}{2} \right)^2 - \left(\sin \frac{\theta}{2} \right)^2 \right)}{\left(\cos \frac{\theta}{2} \right)^2 + \alpha^2 \left(\sin \frac{\theta}{2} \right)^2} \approx \alpha \Rightarrow \alpha \approx \text{real}\left(\frac{v}{\mu}\right) \quad (16)$$

$$\text{imag}\left(\frac{v}{\mu}\right) = \frac{-(\alpha^2 + 1) \sin \frac{\theta}{2} \cos \frac{\theta}{2}}{\left(\cos \frac{\theta}{2} \right)^2 + \alpha^2 \left(\sin \frac{\theta}{2} \right)^2} \approx -\tan \frac{\theta}{2}$$

$$\Rightarrow \theta \approx 2 \arctan\left(-\text{imag}\left(\frac{v}{\mu}\right)\right)$$

$$\Rightarrow \theta \approx -2 \text{imag}\left(\frac{v}{\mu}\right) \quad (17)$$

因此只需要计算:

$$\frac{v}{\mu} = \frac{vH_{k,n}}{\mu H_{k,n}} = \frac{R_{k,n}S_{k,n} - R_{k,n}S_{k,n}}{R_{k,n}Z_{k,n} - R_{k,n}Z_{k,n}} \quad (18)$$

即可方便地求取 IQ 不平衡参数 α, θ 。由于信道对发射机和接收机的影响不可避免,可以通过在多个子载波上求 $\frac{v}{\mu}$ 并取平均值来提高 α, θ 估计的准确度。

关于补偿,可以通过求解式(11)中的 s 进行频域补偿。对于式(11),接收到带有 IQ 不平衡的时域信号 s_d 已知, IQ 不平衡的参数 μ 与 v 已经通过上文所研究的估计算法得到,式(11)的两边取复共轭可得:

$$s_d^* = \mu^* s^* + v^* s \quad (19)$$

联合式(11)与式(19)可解得 s 如下:

$$s = \frac{\mu^* s_d - v s_d^*}{|\mu|^2 - |v|^2} \quad (20)$$

可以将式(20)转化为频域:

$$S = \frac{\mu^* S_d - v F \cdot \text{conj}(F^H S_d)}{|\mu|^2 - |v|^2} = \frac{\mu^* S_d - v Z_d}{|\mu|^2 - |v|^2} \quad (21)$$

为简化表达,式(21)中 $Z_d = F \cdot \text{conj}(F^H S_d)$ 。

通过上述算法可以进行频域的 IQ 不平衡的补偿。

4 仿真与分析

对上文提出的 IQ 不平衡估计与补偿算法进行仿真与性能分析。图 2 和图 3 通过定点仿真,验证了本文算法在典型 α, θ 取值范围^[2,9]内估计准确。其中,线性值 α 转化为 dB 表达式为 $\alpha_{\text{dB}} = 10 \lg(\alpha + 1)$ 。仿真中根据 IEEE 802.11a/g/n/ac 规范^[10]对于调制特性的测试定义,采用了 20 个帧的时间平均来获取准确的测量结果。仿真参数为:系统带宽 80 MHz, SNR=15 dB。

如图 2 所示,在给定 θ (取值为 $[-5^\circ, 5^\circ]$, 对应 11 条曲线)的情况下, α 在 $[-0.3, 0.3]$ dB 范围内估计准确,步长为 0.02。图 2 中星号标出的是供对比的参考值,即设定的 α 值。 α 估计仿真结果的均方误差 (mean squared error, MSE) 为 0.001 1 dB。如图 3 所示,在给定 α (取值为 $[-0.3, 0.3]$ dB, 步长为 0.02, 对应 31 条曲线)的情况下, θ 在 $[-5^\circ, 5^\circ]$ 范围内估计准确。图 3 中星号标出的是供对比的参考值,即设定 θ 的值。 θ 估计仿真结果的 MSE 为 0.020 7°。结果表明估计准确,算法估计值与实际值大体一致。

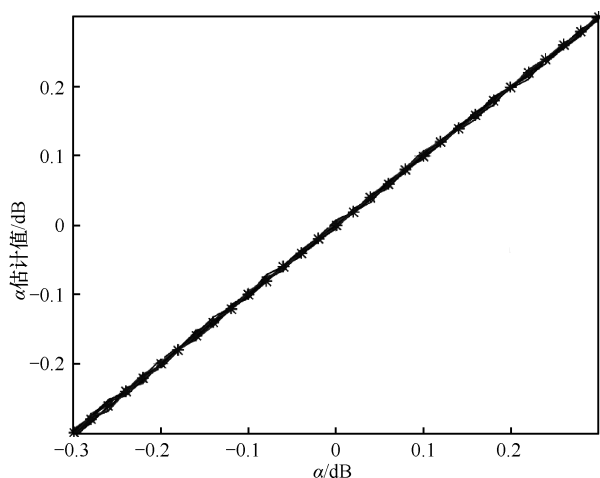


图 2 IQ 不平衡参数 α 估计结果

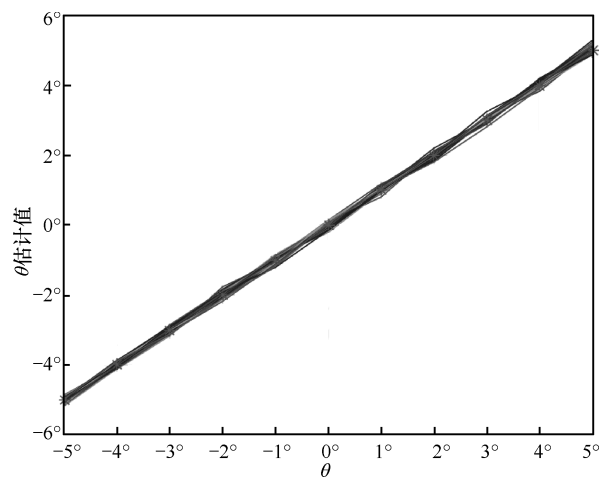


图 3 IQ 不平衡参数 θ 估计结果

图 4 比较了存在 IQ 不平衡的 OFDM 系统在采用本文提出的估计算法、传统的频域最小二乘 (frequency domain least square, FDLS) 估计算法^[3]和导频信道估计算法^[4]时的

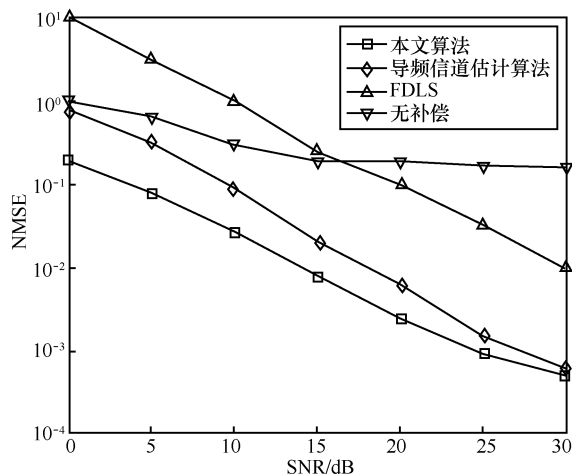


图 4 各算法归一化均方误差比较



系统性能。仿真基于罗德与施瓦茨公司 IEEE 802.11ac 测试仪器,数据调制方式为 QPSK,载波数 $N=256$,系统带宽 80 MHz,IQ 不平衡的参数为 $\alpha=0.25$ dB, $\theta=2^\circ$ 。图 4 中“无补偿”曲线代表未经 IQ 不平衡估计和补偿的系统性能。图 4 给出了 IQ 不平衡估计补偿算法的归一化均方误差随信噪比变化的曲线。由图 4 可见,提出的算法的归一化均方误差(normalized mean square error,NMSE)比传统的 FDLS 算法和导频信道估计算法更小,性能优于传统的 FDLS 算法和导频信道估计算法。

对于含有 IQ 不平衡和 AWGN (additive white Gaussian noise)的信号,把处理链路中所有其他模块关闭,比较关闭/开启 IQ 不平衡补偿模块的结果,以体现 IQ 不平衡补偿模块对于误差向量幅度(error vector magnitude,EVM)的改善,结果如图 5 和图 6 所示。图 5 是在关闭 IQ 不平衡补偿算法情况下,EVM 与不同 SNR 的关系。图 6 是开启 IQ 不平衡补偿算法的情况下,EVM 与不同 SNR 的关系。即在

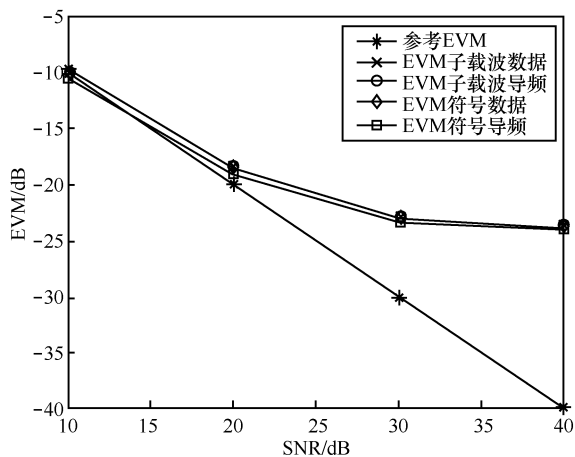


图 5 关闭 IQ 不平衡补偿的 SNR 与 EVM 的关系

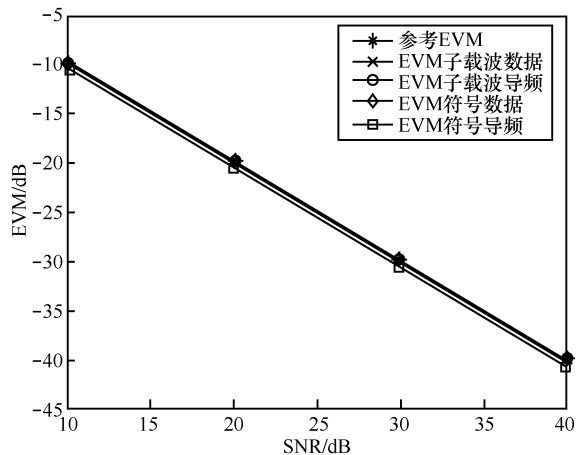


图 6 开启 IQ 不平衡补偿的 SNR 与 EVM 的关系

此对比中,现有补偿链路中的其他处理模块完全关闭,仅显示 IQ 不平衡补偿单独的效果。参数设置为 $\alpha=0.25$ dB, $\theta=2^\circ$ 。这一组参数的选择依据是参考文献[2]中不理想器件典型取值范围中选取较高的一组值。对比结果可见,由于设置的 IQ 不平衡较大,如果不补偿 IQ 不平衡,会出现 EVM floor, 值约为 -24 dB。补偿 IQ 不平衡有效地提升了 EVM 测量精度,在其他模块理想的情况下 EVM 测量跟设定值匹配较好。

5 结束语

本文提出了一种新的适用于 OFDM 系统的复杂度低的 IQ 不平衡频域的估计及补偿方法。该估计算法既去除了常规方法中对于对称导频结构的依赖,又无需依赖信道估计和数据解调,对于接收机处理的时序要求低。且补偿算法简单、开销小、效率高。对于有频率选择性信道的场景适用,符合大部分实际应用场景需求。仿真结果表明,该算法估计补偿效果明显,且优于传统的估计算法,能够非常有效地补偿 IQ 不平衡造成的影响。因此该算法是一种易于实现的、性能较好的 IQ 不平衡估计补偿算法。

参考文献:

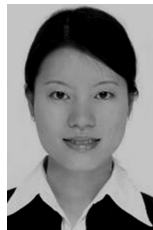
- [1] 全会阁. 直接变频接收机研究与实现[D]. 长沙: 湖南大学, 2007.
- [2] QUAN H G. Direct conversion receiver research and implementation[D]. Changsha: Hunan University, 2007.
- [3] TARIGHAT A, SAYED A H. Joint compensation of transmitter and receiver impairments in OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2007, 6(1): 240-247.
- [4] TARIGHATA A, BAGHERI R, SAYED A H. Compensation schemes and performance analysis of IQ imbalances in OFDM receivers[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2005, 53(8): 3257-3268.
- [5] MOHAMMED A, JALLOUL L. IQ imbalance estimation using broadcast signals: 2015/0103960 A1[P]. 2015-04-16.
- [6] INAMORI M, BOSTAMAM A M, SANADA Y, et al. IQ imbalance compensation scheme in the presence of frequency offset and dynamic DC offset for a direct conversion receiver[C]// Vehicular Technology Conference, April 26-29, 2009, Barcelona, Spain. New Jersey: IEEE Press, 2009: 1-5.
- [7] DE R S, LOPEZ-ESTRAVIZ E, HORLIN F, et al. Joint estimation of carrier frequency offset and IQ imbalance for 4G mobile wireless systems[C]//IEEE International Conference on

- Communications, June 4-8, 2006, Istanbul, Turkey. New Jersey: IEEE Press, 2006: 2066-2071.
- [7] TANABE Y, EGASHIRA Y, AOKI T, et al. Suitable MIMO-OFDM decoders to compensate IQ imbalance [C]// Wireless Communications and Networking Conference, March 3-5, 2007, Kowloon, Hong Kong, China. New Jersey: IEEE Press, 2007:863-868.
- [8] 梁彦, 束锋, 史夏洁. 正交频分复用系统发射机接收机同相/正交不平衡补偿算法[J]. 南京理工大学学报, 2012, 36(3): 465-469.
- LIANG Y, SHU F, SHI X J. Orthogonal frequency division multiplexing system transmitter receiver IQ imbalance compensation algorithm [J]. Journal of Nanjing University, 2012, 36(3): 465-469.
- [9] ZHANG W, DE L R C, PAN C, et al. Widely linear block-diagonalization type precoding in massive MIMO systems with IQ imbalance [C]//2015 IEEE International Conference on Communications (ICC), June 8-12, 2015, London, UK. New Jersey: IEEE Press, 2015.
- [10] IEEE. Part 11: Wireless LAN medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications[J]. IEEE in the 5-GHz Band, 2007: C1-1184.

[作者简介]



倪文杰(1991-),男,上海大学中国科学院上海微系统与信息技术研究所联合培养硕士生,主要研究方向为无线通信物理层关键算法。



曹伟(1977-),女,博士,上海无线通信研究中心高级工程师,主要研究方向为OFDM无线通信系统中的物理层算法、MIMO技术等。



康凯(1977-),男,博士,上海无线通信研究中心高级工程师,主要研究方向为Wi-Fi、5G系统新技术。