

文章编号:1000-582X(2012)04-123-05

利用空载波的 OFDM 系统的 IQ 误差盲估计方法

许炜阳, 吴皓威

(重庆大学 通信工程学院, 重庆 400044)

摘要:针对正交频分复用(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)系统对由直接变频结构引入的 IQ 误差十分敏感这一问题,提出利用 OFDM 符号中的空载波对 IQ 误差进行补偿的方案。算法不需要训练符号,频谱利用率较高。分析了 IQ 误差对 OFDM 系统性能的影响,在此基础上利用一个序列的 FFT 变换结果与其共轭的 FFT 变换结果服从镜像关系的特性,估计出 IQ 误差并加以补偿。利用空时编码,算法同样适用于多输入多输出(multiple input multiple output, MIMO)系统。理论分析证明算法是无偏估计;估计的均方差与 OFDM 符号数、空载波数、信道频率响应的幅值以及信噪比成反比,与 IQ 误差的幅值成正比。仿真结果表明,算法能够获得几乎最优的误比特率(bit error rate, BER)。

关键词:正交频分复用;空载波;IQ 误差;多输入多输出

中图分类号:TN911.7

文献标志码:A

Blind estimation of IQ imbalance with null subcarriers for OFDM systems

XU Wei-yang, WU Hao-wei

(College of Communication Engineering, Chongqing University, Chongqing 400044, P. R. China)

Abstract: Orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) is sensitive to the in-phase and quadrature-phase (IQ) imbalance induced by the direct conversion architectures. A compensation scheme of IQ imbalance exploiting null subcarriers in OFDM symbols is presented. The proposed algorithm is with high bandwidth utilization because the training symbols are not required. The effect of IQ imbalance on OFDM systems is studied, and the mirror relationship between the FFT of a sequence and that of its conjugate is employed to estimate and compensate the IQ imbalance. This method can be applied to multiple input multiple output (MIMO) OFDM systems with space time block code (STBC). Performance analysis shows that the proposed algorithm is asymptotically unbiased. The variance is inversely proportional to the number of OFDM symbols, null subcarriers, the SNR and the channel frequency response, and proportional to the IQ imbalance. Simulation results demonstrate that this scheme can obtain almost the optimal bit error rate (BER).

Key words: orthogonal frequency division multiplex; null subcarriers; IQ imbalance; multiple input multiple output

收稿日期:2011-07-12

基金项目:中央高校基本科研费资助项目(CDJRC10160014);重庆市自然科学基金资助项目(CSTC2011JJA0367)

作者简介:许炜阳(1982-),男,重庆大学博士,主要从事 OFDM 和 MIMO 方向研究,

(Tel)18716664729;(E-mail)weiyangxu@cqu.edu.cn。

正交频分复用(orthogonal frequency division multiplex, OFDM)技术将高速的数据流分割为许多低速的数据流后在多个子载波上并行传输,使得符号的持续时间延长,因此具有很强的抗多径衰落和脉冲干扰能力,特别适合于高速无线传输^[1]。与传统的频分复用相比,OFDM 系统中不同子载波频谱相互重叠,其频谱利用率更高。OFDM 已成为许多国际通信标准的物理层传输方案,具有非常广阔的应用前景^[2]。

在目前的无线接收机结构中,由射频到基带的转换主要包括外差(heterodyne)和直接变频(direct conversion)2种实现方式^[3]。移动通信终端的趋势是小尺寸、低价格和低功耗,而直接变频方案对芯片面积、功耗以及芯片外围电路要求较低,因此被普遍采用。但是直接变频存在一定的技术缺陷:信号直接变为基带 IQ 模拟信号,经过处理后进入模数转换器(ADC)变为数字信号;由于对 IQ2 个分支的模拟信号在处理上会存在不一致性,将使 IQ2 个分支信号产生幅度和相位的差异,即通常所说的 IQ 误差^[4]。基于 OFDM 的无线通信系统对 IQ 误差十分敏感,虽然 OFDM 技术可以有效对抗多径效应,但是 IQ 误差会破坏子载波间的正交性,造成系统性能显著下降。因此有效的 IQ 补偿技术对于 OFDM 系统的数据恢复十分重要。

目前比较典型的 IQ 补偿方法是数据辅助型的(data-aided),需要借助于周期性传送已知的训练符号^[5-8]。文献[5]利用一个训练符号估计 IQ 误差,其基本思想是如果 IQ 误差被补偿,那么相邻信道冲击响应的幅值差最小。文献[7]提出利用具有周期性的导频补偿 IQ 误差。总的来说,数据辅助型算法快速准确,算法简单可靠,但是发送训练符号需要占用系统资源,降低了频谱利用率,一般适用于突发式传输的通信系统。

盲估计(blind estimation)算法利用 OFDM 符号中的一些特殊结构来估计 IQ 误差,它不需要训练符号,因此频谱利用率较高。据作者所知,目前只有文献[9]和[10]提出了 IQ 误差的盲估计算法,但是这 2 种方法都需要大量 OFDM 符号求平均,使得收敛时间过长,期间如果 IQ 误差发生变化,算法就会失效。另一方面,多输入多输出(multiple input multiple output, MIMO)技术近年来得到工业界和学术界的广泛关注和研究。将 MIMO 和 OFDM 相结合的 MIMO-OFDM 已经成为第四代移动通信的核心技术之一,而 MIMO-OFDM 对 IQ 误差同样十分敏感^[11]。

提出了一种适用于单输入单输出(single input single output, SISO)和 MIMO-OFDM 系统的 IQ

误差盲估计算法。利用嵌入在 OFDM 符号中的空载波(null subcarrier),算法可以准确估计出 IQ 误差,并且只需要一个 OFDM 符号,避免了收敛时间过长;算法不需要信道信息和训练符号,因此频谱利用率较高。利用空时编码(space time block code, STBC),算法同样适用于 MIMO-OFDM 系统。

符号说明:大写和小写的粗体分别表示矩阵和向量; \mathbf{A}^T 和 \mathbf{A}^H 代表矩阵 \mathbf{A} 的转置和共轭转置; $\text{diag}\{\mathbf{a}\}$ 表示以 $\mathbf{a}=[a_1, \dots, a_N]^T$ 为主对角线的对角矩阵; $\mathbf{W}=(N)^{-1/2}\{\exp(j2\pi mn/N)\}_{m,n=0,\dots,N-1}$ 代表 $N \times N$ 大小的反傅里叶变换(inverse fast Fourier transform, IFFT)矩阵; $\{\cdot\}^*$ 表示求共轭。

1 SISO-OFDM 系统模型

为方便起见,将 SISO-OFDM 直接称为 OFDM。不失一般性,假设系统总共个子载波中的前 P 个子载波用作数据传输,后 $(N-P)$ 个为空载波。令 $\mathbf{d}(m)=[d_{m,0}, d_{m,1}, \dots, d_{m,P-1}]^T$ 为第 m 个准备发送的数据块,OFDM 系统通过 IFFT 将数据调制到正交的并行子载波上,那么经过调制的信号可以表示为

$$\mathbf{x}(m)=[x_{m,0}, x_{m,1}, \dots, x_{m,N-1}]^T = \mathbf{W}_p \mathbf{d}(m), \quad (1)$$

其中 $\mathbf{W}_p=[\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2, \dots, \mathbf{w}_p]$, \mathbf{w}_i 表示 \mathbf{W} 中的第 i 列。然后添加循环前缀以对抗符号间干扰;生成的基带信号通过滤波、上变频以后发送到无线信道中。在接收端,经过下变频、采样、去循环前缀以后,理想情况下的第 m 个接收信号可以表示成

$$\mathbf{y}(m) = \mathbf{W}_p \mathbf{H} \mathbf{d}(m), \quad (2)$$

其中 $\mathbf{H}=\text{diag}\{H_{m,0}, H_{m,1}, \dots, H_{m,N-1}\}$ 为信道频率响应矩阵。而在实际情况中,同向(in-phase)分量与正交(quadrature-phase)分量总是存在幅度和相位的不匹配,含有 IQ 误差的接收信号可以写为

$$\mathbf{y}_{iq}(m) = \mathbf{y}(m) + \alpha \mathbf{y}^*(m), \quad (3)$$

其中: $\alpha=(1-ge^{j\phi})/(1+ge^{j\phi})$ 表示 IQ 误差因子; g 表示幅度误差; ϕ 表示相位误差。式(3)中的共轭信号在傅里叶变换(inverse fast Fourier transform, FFT)后会引入载波间干扰,严重影响系统的误比特率(bit error rate, BER)性能。

2 SISO-OFDM 系统中的 IQ 补偿

在实际的 OFDM 系统中,有一些子载波不会传输信号,即通常所说的空载波。设置空载波是为了避免相邻信道干扰,同时防止频谱泄漏。包含 IQ 误差的接收信号会送入 FFT 处理器解调。对一个序列的共轭来说,其 FFT 变换结果与原先序列的 FFT 变换结果服从镜像关系,即^[12]

$$\begin{aligned} x(n) &\xrightarrow{\text{FFT}} x(k), \\ x^*(n) &\xrightarrow{\text{FFT}} X^*(N-k+2), \end{aligned} \quad (4)$$

上式中 $1 \leq n, k \leq N$ 。根据式(4), 序列 $x(n)$ 和 $x^*(n)$ 各自的 FFT 变换结果 \mathbf{X} 与 \mathbf{X}^* 可以表示为

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} X(1) \\ X(2) \\ \vdots \\ X(N/2) \\ X(N/2+1) \\ X(N/2+2) \\ \vdots \\ X(N) \end{bmatrix} \Rightarrow \mathbf{X}^* \Rightarrow \mathbf{X} = \begin{bmatrix} X^*(1) \\ X^*(N) \\ \vdots \\ X^*(N/2+2) \\ X^*(N/2+1) \\ X^*(N/2) \\ \vdots \\ X^*(2) \end{bmatrix}, \quad (5)$$

基于以上的分析结果, 对于第 m 个 OFDM 符号中第 n 个子载波上的数据, 其 FFT 输出结果为

$$z_{m,n} = H_{m,n}d_{m,n} + \alpha H_{m,N-n+2}^* d_{m,N-n+2}^*. \quad (6)$$

如果第 $(N-n+2)$ 个子载波为空载波, 能够推导出

$$\begin{aligned} z_{m,n} &= H_{m,n}d_{m,n}, \\ z_{m,N-n+2} &= \alpha H_{m,n}^* d_{m,n}^*. \end{aligned} \quad (7)$$

因此 IQ 误差因子的计算公式为

$$\hat{\alpha} = \frac{1}{(N-P-1)} \sum_{n=1}^{N-P-1} \frac{z_{m,N-n+2}}{z_{m,n}^*}. \quad (8)$$

式(8)利用所有空载波求平均值, 其中表示的估计值。如果需要进一步提高估计精度, 可以利用多个连续的 OFDM 符号, 即

$$\hat{\alpha} = \frac{1}{M(N-P-1)} \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^{N-P-1} \frac{z_{m,N-n+2}}{z_{m,n}^*}. \quad (9)$$

上式中 M 表示 OFDM 符号数。利用式(8)和式(9)得出误差因子的估计结果后, 就可以对接收信号做 IQ 补偿

$$\hat{\mathbf{y}}(m) = \frac{\mathbf{y}_{iq}(m) - \hat{\alpha} \mathbf{y}^*(m)}{1 - |\hat{\alpha}|^2}. \quad (10)$$

得到的 $\hat{\mathbf{y}}(m)$ 已经没有 IQ 误差了。可以看到, 算法不需要训练符号和信道信息, 只需要空载波, 并且复杂度较低, 可以随时跟踪 IQ 误差的偏移。

为了进一步理解所提出的算法, 从理论上推导出存在 AWGN(additive white gaussian noise)的情况下算法估计的均值和均方差。由于过程比较繁琐, 这里直接给出推导结果

$$E\{\hat{\alpha}\} = \alpha$$

$$\text{MSE}\{|\hat{\alpha} - \alpha|\} = \frac{1 + |\alpha|^2}{M(N-P-1)(|\bar{H}_{m,n}|^2 \text{SNR} + 1)}, \quad (11)$$

其中 $\bar{H}_{m,n}$ 表示 $H_{m,n}$ 的平均值。分析上式得出算法是无偏估计(unbiased estimation); 算法估计的均方差与 OFDM 符号数 M 、系统空载波数 $(N-P)$ 、信道频率响应的幅值以及信噪比成反比, 与 IQ 误差因子

的幅值成正比。

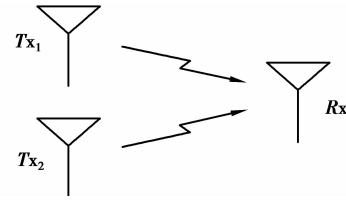


图1 MIMO 系统模型

3 MIMO-OFDM 系统中的 IQ 补偿

通过在接收端和发送端布置多根天线形成天线阵列, MIMO 技术可以在不增加发送功率的情况下成倍提高传输速率或是降低 BER。将 MIMO 和 OFDM 两大技术相结合被认为是必然趋势, 但是 MIMO-OFDM 对 IQ 误差同样十分敏感。经过调研发现相关的 IQ 补偿方法都是数据辅助型的^[13-14], 而盲算法鲜有文献发表。因为 MIMO 系统与 SISO 系统有本质区别, 在 MIMO 系统中, 接收的信号是所有发送信号的叠加, 所以前述算法不能直接应用于 MIMO 系统, 需要借助于空时编码^[12]。不失一般性, 采用的 MIMO-OFDM 系统包含 2 根发送天线, 包含任意根天线的情况可以用类似方法分析。图 1 画出了分析的 MIMO 系统模型。根据文献^[12], 2 天线发送的第 m 个到第 $(m+1)$ 个 OFDM 符号中第 n 个子载波上的数据分别为

$$\begin{bmatrix} d_{1,m,n} & -d_{2,m,n}^* \\ d_{2,m,n} & d_{1,m,n}^* \end{bmatrix}, \quad (12)$$

其中 $d_{t,m,n}$ 表示由第 t 根天线发送的数据。存在 IQ 误差的情况下, 第 r 根接收天线接收到的第 m 个 OFDM 符号中第 n 个子载波的 FFT 输出数据为

$$\begin{aligned} z_{r,m,n} &= H_{1,r,m,n}d_{1,m,n} + H_{2,r,m,n}d_{2,m,n} + \\ &\alpha H_{1,r,m,N-n+2}^* d_{1,m,N-n+2}^* + \\ &\alpha H_{2,r,m,N-n+2}^* d_{2,m,N-n+2}^*, \end{aligned} \quad (13)$$

其中 $H_{t,r,m,n}$ 表示在发送第 m 个 OFDM 符号时, 第 t 根发送天线与第 r 根接收天线之间的信道在第 n 个子载波上的频率响应。如果假设第 $(N-n+2)$ 个子载波为空载波, 就可以推导出以下关系式

$$\begin{aligned} z_{r,m,n} &= H_{1,r,m,n}d_{1,m,n} + H_{2,r,m,n}d_{2,m,n}, \\ z_{r,m,N-n+2} &= \alpha H_{1,r,m,n}^* d_{1,m,n}^* + \alpha H_{2,r,m,n}^* d_{2,m,n}^*. \end{aligned} \quad (14)$$

根据以上结果得出, 在 MIMO 系统中 IQ 误差因子的估计算法可以表示为

$$\hat{\alpha}_r = \frac{1}{(N-P-1)} \sum_{n=1}^{N-P-1} \frac{z_{r,m,N-n+2}}{z_{r,m,N}^*} \quad (15)$$

其中 $\hat{\alpha}_r$ 代表第 r 根接收天线处 IQ 误差因子的估计值, 因为不同的接收天线其 IQ 误差也会不同。如果有必要的话, 也可以利用多个连续的 OFDM 符号求取平均值。最后通过各自求得的估计值对每根天线的接收信号进行 IQ 补偿, 进而恢复出原始数据。

4 仿真结果和性能分析

为验证所提出的算法, 这一部分将给出均方差和 BER 的仿真结果。仿真采用的 OFDM 系统包含 64 个子载波, 循环前缀长度为 16。不失一般性, 第 53 到第 64 个子载波为空载波。系统的载波频率为 2.4 Hz, 可用带宽 5 MHz。信源符号的调制方式采用 QPSK (quadrature phase-shift keying)。所有的统计结果都是经过 10 000 次的 Monte-Carlo 仿真得到的。采用符合 802.16d 标准的 SUI3 信道模型, 具体参数见表 1^[15]。在每次 Monte-Carlo 仿真中, 信道都是随机产生的并且在 IQ 误差估计过程中保持不变。

表 1 SUI3 信道模型

信道模型	多径能量/dB	多径延时/us	均延时方根/ns
SUI3	[0 -5 -10]	[0 0.5 1]	528

4.1 SISO-OFDM 系统仿真结果

图 2 给出了在不同信噪比下算法估计的均方差对比, 均方差的计算公式为

$$\text{MSE} = \frac{1}{K} \sum_{n=1}^K |\hat{\alpha}_k - \alpha_k|^2, \quad (16)$$

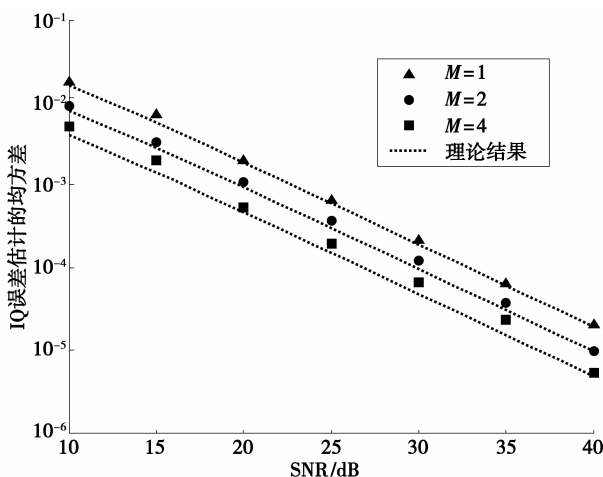


图 2 SISO-OFDM 系统中 IQ 误差估计的均方差

其中表示 Monte Carlo 仿真次数, $\hat{\alpha}_k$ 代表第 k 次的估计值, α_k 为实际误差因子。图中考虑了 3 种情况, 即利用的 OFDM 符号数 M 分别是 1、2 和 4。从图中可以看到, 随着 M 的增加, 估计的均方差随之下降, 因此增加 OFDM 符号数是提高估计精度十分有效的方法。但是由于符号数增加会引入处理时延, 如果 IQ 误差在这段时间内发生变化, 算法就会失效, 并且增加符号数也会加大运算量, 因此需要仔细考虑的大小。图中还给出了 3 种情况下根据式 (11) 做出的理论曲线, 表明理论结果与数值仿真结果符合得很好, 证明了性能分析的有效性。

图 3 给出了在不同信噪比下算法的 BER 性能对比。把理想情况下的 BER 以及完全没有 IQ 补偿情况下的 BER 作为参考基准, 在理想情况下, IQ 误差能被完全补偿。从图中可以看到如果没有 IQ 补偿的话, 系统的 BER 性能很差, 并且会出现地板效应 (error floor), 即 BER 随着信噪比增加而趋于一个饱和值, 因此 IQ 补偿算法是十分必要的。图中发现系统的 BER 随着的增加而降低, 符合分析结果。在 $M=4$ 的情况下, 算法的 BER 性能几乎接近理想情况, 只有微小的偏差。

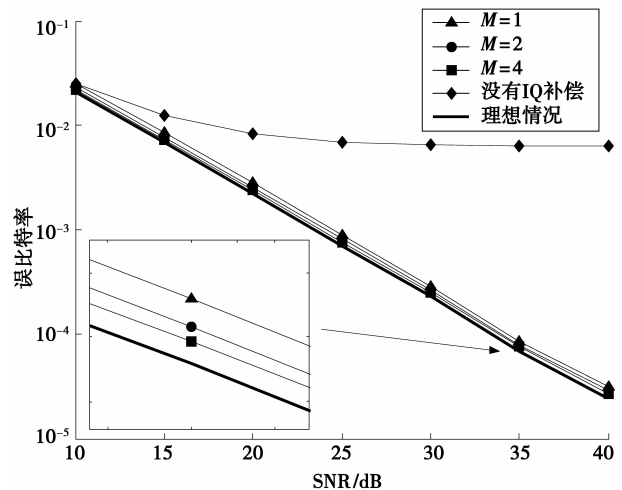


图 3 SISO-OFDM 系统中 IQ 误差估计算法的 BER

4.2 MIMO-OFDM 系统仿真结果

仿真所采用的 MIMO 系统包含 2 根发送天线和一根接收天线, 发送信号采用空时编码, 其他的参数和 SISO 系统相同。图 4 给出了在 MIMO-OFDM 系统中算法的 BER 性能对比。因为系统采用了空时编码, 可以看到算法的 BER 性能较以前有了较大提高, 在信噪比为 30 dB 时 BER 就可以达到 10^{-6} 的量级。与 SISO 系统一样, MIMO 系统的 BER 随着

的增加而降低;并且当 $M=4$ 时,除了有微小偏差,算法可以获得几乎最优的 BER。

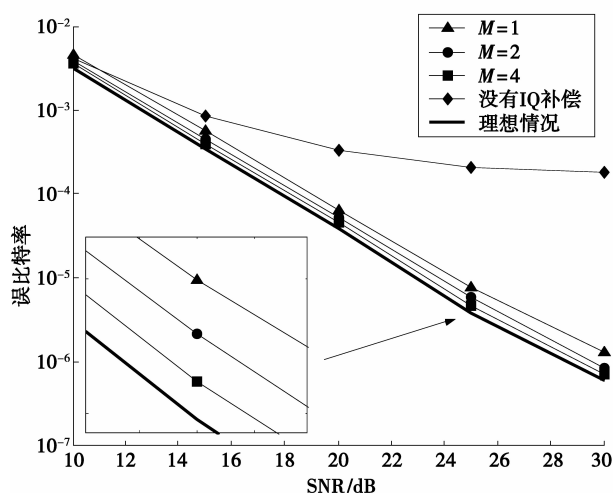


图 4 MIMO-OFDM 系统中 IQ 误差估计算法的 BER

5 结 论

提出了一种利用空载波对 OFDM 系统中 IQ 误差进行补偿的方法。算法利用一个序列的共轭其 FFT 变换结果与原先序列的 FFT 变换结果服从镜像关系这一事实,证明了可以利用空载波估计 IQ 误差。为了进一步提高估计精度,可以采用多个连续的 OFDM 符号求平均值。理论分析表明本算法是无偏估计,均方差与 OFDM 符号数、系统空载波数、信道频率响应的幅值以及信噪比成反比,与 IQ 误差的幅值成正比。数值仿真结果显示算法在 SISO 和 MIMO 系统中都能够有效补偿 IQ 误差,并且在获得的情况下可以获得几乎最优的 BER 性能。

参考文献:

- [1] 许炜阳. OFDM 宽带无线基带接收机中的同步算法研究[D]. 上海: 复旦大学信息工程学院, 2010.
- [2] 尹长川, 罗涛, 乐光新. 多载波宽带无线通信技术[M]. 北京: 北京邮电大学出版社, 2004.
- [3] RAZAVI B. Design considerations for direct-conversion receivers [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, 1997, 44(6): 428-435.
- [4] TARIGHAT 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] TUBBAX J, VAN DER PERRE L. Compensation of IQ imbalance and phase noise in OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2005, 4(3): 872-877.
- [6] TUBBAX J, VAN DER PERRE L. Compensation of IQ imbalance OFDM systems[C]// Proceedings of the 38th Annual IEEE International Conference on Communications, May 11-15, 2003. Anchorage, Alaska; IEEE, 2003, 5: 3403-3407.
- [7] GU C F, LAW C L, WU W. Time domain IQ imbalance compensation for wideband wireless systems [J]. IEEE Communications Letters, 2010, 14(6): 539-541.
- [8] LIN H, ZHU X, YAMASHITA K. Low-complexity pilot-aided compensation for carrier frequency offset and I/Q imbalance [J]. IEEE Transactions on Communications, 2010, 58(2): 448-452.
- [9] VALKAMA M, RENFORS M, KOIVUNEN V. Advanced methods for I/Q imbalance compensation in communication receivers [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2001, 49(10): 2335-2344.
- [10] ANTTILA L, VALKAMA M, RENFORS M. Circularity-based I/Q imbalance compensation in wideband direct-conversion receivers [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2008, 57(4): 2099-2113.
- [11] STUBER G L, BARRY J R, MCLAUGHLIN S W, et al. Broadband MIMO-OFDM wireless communications [J]. IEEE, 2004, 92(2): 271-294.
- [12] ALAMOUTI S M. A simple transmit diversity technique for wireless communications [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1998, 16(8): 1451-1458.
- [13] TARIGHAT A, SAYED A H. MIMO OFDM receivers for systems with IQ imbalances [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2005, 53(9): 3583-3596.
- [14] NARASIMHAN B, NARAYANAN S, HLAING M, et al. Reduced-complexity baseband compensation of joint Tx/Rx I/Q imbalance in mobile MIMO-OFDM [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2010, 9(5): 1720-1728.
- [15] IEEE Archived Unapproved Draft. IEEE standard for local and metropolitan area networks part 16: air interface for fixed broadband wireless access systems [M]. Piscataway: IEEE, 2004.