

基于 STBC 的 MIMO OFDM 系统中的 I/Q 不平衡及 CFO 的联合均衡策略

赵海军¹, 李敏², 崔梦天³, 李明东¹

(1. 西华师范大学 计算机学院, 四川 南充 637009; 2. 成都供电公司 信息通信分公司, 四川 成都 610000;
3. 西南民族大学 计算机科学与技术学院, 四川 成都 610041)

摘要: 基于 STBC 方案, 针对 MIMO OFDM 通信系统中同时存在发射机和接收机 I/Q 不平衡、前端滤波器失配、CFO 和频率选择性信道失真的组合影响进行了深入研究, 并提出了一种适用的联合均衡策略; 具体实现是首先通过对 MIMO OFDM 系统中只存在发射机 I/Q 不平衡和多径信道干扰的分析, 得到一种频域均衡器; 然后再考虑同时存在接收机 I/Q 不平衡和 CFO 的情况, 得到了 2 个时域均衡器; 最后把 2 个时域均衡器变换到频域, 并结合消除发射机 I/Q 不平衡和多径信道干扰的频域均衡技术, 提出了一种全面的联合均衡技术即频域子载波均衡器。仿真结果表明, 针对 MIMO OFDM 系统提出的频域子载波均衡技术不仅能扩展到其他高阶 STBC 系统, 而且使均衡后的系统 BER 性能得到了明显的提高。

关键词: MIMO OFDM 系统; STBC; I/Q 不平衡; 载波频率偏移; 子载波; 均衡技术

中图分类号: TN715

文献标识码: A

文章编号: 1000-436X(2013)11-0051-08

Joint equilibrium strategy for I/Q imbalance and CFO in MIMO OFDM system based on STBC

ZHAO Hai-jun¹, LI Min², CUI Meng-tian³, LI Ming-dong¹

(1. School of Computer, China-West Normal University, Nanchong 637009, China;
2. Information and Communication Department, Chengdu Electric Power Supply Company, Chengdu 610000, China;
3. School of Computer Science and Technology, Southwest University for Nationalities, Chengdu 610041, China)

Abstract: Based on the STBC scheme, the combined effect of the transmitter and receiver I/Q imbalance, the front-end filter mismatch, CFO and frequency selective channel distortion for the presence at the same time in MIMO OFDM communication system was intensively studied, and an applicable joint equilibrium strategy was also proposed. The concrete implementation is that a frequency domain equalizer was firstly obtained through the analysis of the only presence of the transmitter I/Q imbalance and multipath channel interference in MIMO OFDM system. And then considering on the simultaneous presence of receiver I/Q imbalance and CFO, two time domain equalizers were also obtained. Finally, these time domain equalizers were transformed into the frequency domain, combined with frequency domain equilibrium technology to eliminate the transmitter I/Q imbalance and multipath channel interference. A comprehensively joint equilibrium technology, namely frequency domain per-tone equalizer, was proposed. The simulation results show that the frequency domain per-tone equilibrium technique for the proposed MIMO OFDM system can be extended to other higher order STBC system, and the BER performance of the system after equilibrium using the proposed equilibrium technique is improved obviously.

Key words: MIMO OFDM system; space-time block coded; I/Q imbalance; carrier frequency offset; per-tone; equilibrium technique

收稿日期: 2013-05-21; 修回日期: 2013-08-26

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61102007); 四川省教育厅自然科学基金资助项目(10ZC012); 中央高校基本科研业务费专项基金资助项目(12NZYBS05)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China(61102007); The Natural Science Foundation of Sichuan Province Education Department(10ZC012); The Fundamental Research Funds for the Central Universities(12NZYBS05)

1 引言

基于正交频分复用(OFDM, orthogonal frequency division multiplexing)的多输入多输出(MIMO, multiple-input multiple-output)被视为无线通信系统最重要的一种传输技术^[1]。由于 MIMO OFDM 体系结构必须支持多个并行射频(RF, radio frequency)前端,所以采用最少的模拟电子器件简化这些 RF 前端就变得非常重要,以便保证成本、体积大小和功耗在一个可接受的范围内。基于结构化的直接变换相比于传统的超外差式前端结构来说,提供了一个更好的实现方案^[2]。然而这种低成本的前端可能对模拟器件存在的固有缺陷(主要是由于制造时的非一致性)非常敏感,从而导致 RF 损伤,如同相/正交相位(I/Q, in-phase/quadrature-phase)不平衡、载波频率偏移(CFO, carrier frequency offset)和相位噪声等。由于下一代无线通信系统要求更简便、灵活和可重构的前端(即采用按比例缩小制作技术实现),所以这些不平衡性的影响将变得更加严重,从而导致严重的性能下降并制约可实现的数据速率。因此,对诸如 I/Q 不平衡和 CFO 这类失真就必须进行充分必要的补偿。文献[3~5]对 MIMO OFDM 系统中仅存在的 I/Q 不平衡进行了研究,并针对这些损伤的影响提出了补偿措施;文献[6]针对 OFDM 系统中存在的发射机 I/Q 不平衡及信道失真提出了一种联合补偿措施;在文献[7]中,作者对 OFDM 系统中存在的 I/Q 不平衡和载波频率偏移进行了分析,并提出了一种载波频率偏移估计算法;文献[8]针对数字合成孔径雷达正交相干检波的 I/Q 通道的不平衡性提出了一种新的内插多相 Kaiser 滤波法,避免了模拟本振的使用,提高了 I/Q 通道不平衡的可控性;文献[9]针对 MIMO OFDM 系统提出了一种跟踪算法,来估计失配的 2 个发射天线之间的载波频率偏移;文献[10]针对单载波 CDMA 的载波频率偏移影响进行了研究,并提出了一种频域均衡补偿算法。

到目前为止,很少有文献针对基于空时分组码(STBC, space-time block coded)方案的 MIMO OFDM 系统中同时存在发射机和接收机 I/Q 不平衡、前端滤波器失配、CFO 和频率选择性信道失真的组合影响进行研究。因此,本文基于 STBC,对 MIMO OFDM 系统中同时存在发射机和接收机 I/Q 不平衡、前端滤波器失配、CFO 和频率选择性信道

失真的组合影响进行了深入研究,并提出了一种适用的联合均衡策略;仿真结果表明,本文提出的联合均衡策略不仅能够扩展到其他高阶 STBC 系统,而且通过利用 STBC 的编码结构,还可以构建出一种高效能接收机;同时使均衡后的系统 BER 性能得到明显的提高。

2 系统模型

先对文中采用的记号及相关含义进行说明:向量用黑斜体表示,标量及变量参数用白斜体表示;上标 $(\cdot)^*$, $(\cdot)^T$, $(\cdot)^H$ 分别表示复共轭、转置和厄米算符; F 和 F^{-1} 代表 $N \times N$ 的离散傅里叶变换和它的逆变换; I_N 代表 $N \times N$ 的单位矩阵, $0_{M \times N}$ 代表 $M \times N$ 的全零矩阵;算符 \otimes 、 $*$ 和 \cdot 分别表示克罗内克积、卷积和矢量点乘。

考虑一个点对点低成本系统,系统中由一个单一的本地振荡器(LO, local oscillator)支持发射机前端的多个天线,设 N_t 表示一个未经编码的多输入单输出(MISO, multi-input single-output)OFDM 系统中的发射天线数量。首先考虑一个单接收天线系统,在 STBC 情况下, MIMO 情形只是 MISO 情形的简单扩展。为了得到输入—输出系统方程,设 $S_{(k)}(k=1, \dots, N_t)$ 为通过第 k 个发射天线发送的频域 OFDM 符号,大小为 $N \times 1$ 。经过离散傅里叶逆变换(IDFT, inverse discrete Fourier transform)操作,可以把频域符号 $S_{(k)}$ 变换到时域,然后把长度为 n 的循环前缀(CP, cyclic prefix)加入到每个符号的前面,则得到时域基带信号 $s_{(k)}$ 为

$$s_{(k)} = P F^{-1} S_{(k)} \tag{1}$$

其中, P 为循环前缀插入矩阵,由下式给出

$$P = \begin{bmatrix} 0_{(n \times N - n)} & I_n \\ & I_N \end{bmatrix}$$

其中, $0_{(n \times N - n)}$ 、 I_n 和 I_N 为分块矩阵,以下含义同。首先考虑一个低成本前端口对点单用户 MISO 系统,这时全部发射天线由一个单一的本地振荡器(LO, local oscillator)支持。由于 LO 仅产生一个单频,所以在前端由 LO 引起的 I/Q 不平衡通常被视为是与频率无关的(FI, frequency independent),即 I/Q 不平衡在整个 OFDM 符号长度上不变;对每个天线分支来说,LO 和各个天线分支之间不同的迹长(一个信号从源端到接收端的时间)可能导致不同的 FI I/Q 不平衡稍有差异,把这种 FI I/Q 不平衡称

作发射机前端的幅度 $g_{i(k)}$ 失配和相位 $f_{i(k)}$ 失配；前端的其他模拟器件如数 / 模变换器 (DAC, digital-to-analog converters)、放大器、低通滤波器 (LPF, low pass filter) 以及混频器通常会导致频率选择性 (FS, frequency selective) I/Q 不平衡。这种 FS I/Q 不平衡在宽带直接变频发射机和接收机中非常严重，把前端的这种 I/Q 不平衡用 2 个失配滤波器表示，这 2 个失配滤波器的频率响应分别为第 k 个发射天线分支的同相相位频率响应 $H_{ui(k)} = F\{h_{ui(k)}\}$ 和正交相位频率响应 $H_{uq(k)} = F\{h_{uq(k)}\}$ 。这里 $h_{ui(k)}$ 和 $h_{uq(k)}$ 分别表示 2 个失配滤波器的脉冲响应，根据文献 [3] 的推导，第 k 个发射天线上的等效基带信号 p 就可以得到如下

$$p_{(k)} = g_{t1(k)} * s_{(k)} + g_{t2(k)} * s_{(k)}^* \quad (2)$$

其中，

$$g_{t1(k)} = F^{-1}\{G_{t1(k)}\} = F^{-1}\left\{\frac{[H_{ui(k)} + g_{t1(k)} e^{-j f_{t1(k)}} H_{uq(k)}]}{2}\right\}$$

$$g_{t2(k)} = F^{-1}\{G_{t2(k)}\} = F^{-1}\left\{\frac{[H_{ui(k)} - g_{t2(k)} e^{j f_{t2(k)}} H_{uq(k)}]}{2}\right\}$$

这里 $g_{t1(k)}$ 和 $g_{t2(k)}$ 通常被截短为长度为 L_t ，然后用 $N - L_t$ 个零元素填充，它们分别代表第 k 个发射天线同时存在的 FI I/Q 不平衡和 FS I/Q 不平衡。

当信号 $p_{(k)}$ 通过一个多径频率选择性非时变信道发送时，则接收到的基带信号 u 为

$$u = \sum_{k=1}^{N_t} h_{(k)} * p_{(k)} + n \quad (3)$$

其中， $h_{(k)}$ 为第 k 个发射天线和接收天线之间的、长度为 l_c 的多径非时变信道的基带等效， n 为一个复加性高斯白噪声。最后，可以用类似于等式 (2) 的表达式对接收机端的 I/Q 不平衡建模。令 z 为 MISO OFDM 接收机端的基带复信号，这个信号受到长度为 L_r 的 FS I/Q 不平衡 g_{z1} 和同样长度的 FI I/Q 不平衡 g_{z2} 的干扰。 g_{z1} 和 g_{z2} 的定义类似于式 (2) 中的 $g_{t1(k)}$ 和 $g_{t2(k)}$ ，则接收到的信号 z 就可以表示为

$$z = g_{z1} * u + g_{z2} * u^* \quad (4)$$

代入式 (2) 和式 (3) 到式 (4)，则得到

$$z = \sum_{k=1}^{N_t} [(g_{z1} * h_{(k)} * g_{t1(k)} + g_{z2} * h_{(k)}^* * g_{t2(k)} * s_{(k)} + (g_{z1} * h_{(k)} * g_{t2(k)} + g_{z2} * h_{(k)}^* * g_{t1(k)} * s_{(k)}^*)] + g_{z1} * n + g_{z2} * n^* = \sum_{k=1}^{N_t} [d_{1(k)} * s_{(k)} + d_{2(k)} * s_{(k)}^*] + n_c \quad (5)$$

其中 $d_{1(k)}$ 和 $d_{2(k)}$ 分别为第 k 个发射天线和接收天线之间的发射 I/Q 脉冲响应、信道及接收 I/Q 组合脉冲响应。 $d_{1(k)}$ 和 $d_{2(k)}$ 的长度都为 $L_t + L + L_r - 2$ ，而且小于或等于 CP 的长度 n ，即 $L_t + L + L_r - 2 \leq n$ ； L 为信道脉冲响应长度， n_c 为零均值的复噪声向量，由接收机 I/Q 不平衡引起。把式 (1) 代入到式 (5)，则得到

$$z = \sum_{k=1}^{N_t} ([O_1 \ T_{d_{1(k)}}] P F^{-1} S_{(k)} + [O_1 \ T_{d_{2(k)}}] P F^{-1} S_{m(k)}) + n_c \quad (6)$$

这里 z 的大小为 $N \times 1$ ， $O_1 = \mathbf{0}_{(N \times (N - L_t - L - L_r + 3))}$ ， $T_{d_{p(k)}}$ ($p=1,2$) 是大小为 $(N \times (N + L_t + L + L_r - 3))$ 的 Toeplitz 矩阵，且其首列为

$$[d_{p(k)}^{(L_t + L + L_r - 3)}, \mathbf{0}_{(1 \times (N - 1))}]^T$$

首行为

$$[d_{p(k)}^{(L_t + L + L_r - 3)}, \mathbf{L}, d_{p(k)}^{(0)}, \mathbf{0}_{(1 \times (N - 1))}]$$

式 (6) 中的 $(\cdot)_m$ 表示镜像操作，即把向量指标反转，如 $S_m[l] = S[l_m]$ ，这里对于 $l=2, \dots, N$ ， $l_m = 2 + N - l$ ，对于 $l=1$ ， $l_m = l$ 。

在频域，式 (5) 在去掉 CP 后，就可以写为

$$Z = \sum_{k=1}^{N_t} [D_{1(k)} \cdot S_{(k)} + D_{2(k)} \cdot S_{m(k)}^*] + N_c = \sum_{k=1}^{N_t} [(G_{z1} \cdot H_{(k)} \cdot G_{t1(k)} + G_{z2} \cdot H_{m(k)}^* \cdot G_{t2m(k)}^* \cdot S_{(k)} + (G_{z1} \cdot H_{(k)} \cdot G_{t2(k)} + G_{z2} \cdot H_{m(k)}^* \cdot G_{t1m(k)}^* \cdot S_{m(k)}^*)] + N_c \quad (7)$$

其中， Z 、 $D_{1(k)}$ 、 $D_{2(k)}$ 、 $H_{(k)}$ 和 N_c 分别为 z 、 $d_{1(k)}$ 、 $d_{2(k)}$ 、 $h_{(k)}$ 和 n_c 的频域表示。式 (7) 表明，接收到的符号 Z 为全部 N_t 个被发射的 OFDM 符号的总和，包括考虑载波 $S_{(k)}$ 的镜像载波 $S_{m(k)}^*$ 情况下的功率泄漏。这种镜像载波的功率泄漏会导致载波间的干扰即多径信道干扰，也称为带间干扰 (ICI, inter-carrier-interference)，而且会导致系统性能严重恶化。可以看到，如果系统中不存在 I/Q 不平衡，则

$g_{t(k)}=g_{z(k)}=1$, $f_{t(k)}=f_{z(k)}=0$, $H_{t(k)}=H_{tq(k)}=H_{t(k)}$, $H_{z1}=H_{zq}=H_z$, 于是, $G_{t1(k)}=H_{t(k)}$, $G_{z1}=H_z$, $G_{t2(k)}=0$, $G_{z2}=0$, 即可得到

$$\mathbf{Z} = \sum_{k=1}^{N_t} [(\mathbf{H}_z \cdot \mathbf{H}_{(k)} \cdot \mathbf{H}_{t(k)} \cdot \mathbf{S}_{(k)})] + \mathbf{H}_z \cdot \mathbf{N} \quad (8)$$

这时的基带信号 \mathbf{Z} 就是不含镜像载波引起 ICI 的全部 $\mathbf{S}_{(k)}$ 的和。

本文要考虑的第二个重要的 RF 损伤就是载波频率偏移(CFO)。假设在 MISO OFDM 系统中的 CFO 为 Δf , 同时也存在发射机和接收机的 I/Q 不平衡。在这种情况下, 在前端接收机失真后接收到的信号 z 的最后表达式为

$$z = g_{z1} * (\mathbf{u} \cdot e^{j2p\Delta f \cdot t}) + g_{z2} * (\mathbf{u}^* \cdot e^{-j2p\Delta f \cdot t}) \quad (9)$$

其中, e^{jx} 为以向量 x 为变元的指数函数, t 为时间向量。伴随有 CFO 的发射机和接收机 I/Q 不平衡以及信道失真的共同影响就会导致系统性能的严重下降, 这样就需要进行数字均衡补偿。下面针对基于式(9)的 STBC MIMO OFDM 系统提出一种适用的补偿均衡策略。

3 I/Q 不平衡和 CFO 的均衡补偿策略

考虑基于 STBC MIMO OFDM 系统的 Alamouti (2×1), 即发射机有 2 个天线, 接收机有 1 个天线, STBC 码字 C_a 可以表示为

$$C_a = \begin{pmatrix} S_1 & S_2^* \\ S_2 & -S_1^* \end{pmatrix} \quad (10)$$

其中, 位于 C_a 的第 k 行和第 i 列的元素表示在时刻 i 从第 k 个发射天线发送的 OFDM 符号。先考虑 OFDM 系统中只有发射机 I/Q 不平衡和多径信道干扰存在情况下的均衡补偿, 然后再考虑同时存在接收机 I/Q 不平衡和 CFO 的联合均衡补偿策略。在只有发射机 I/Q 不平衡和多径信道干扰的情况下, 则接收到的信号式(7)就可以写为

$$\mathbf{Z}^{(i)} = \sum_{k=1}^{N_t} [\mathbf{H}_{(k)} \cdot \mathbf{G}_{t1(k)} \cdot \mathbf{S}_{(k)}^{(i)} + \mathbf{H}_{(k)} \cdot \mathbf{G}_{t2(k)} \cdot \mathbf{S}_{m(k)}^{*(i)}] + N_c^{(i)} \quad (11)$$

其中, $i=\{1,2\}$ 对应于 Alamouti 码字 C_a 的时间指标, \mathbf{H}_z (见式(8))在这里被略去, 是因为它只对接收到的信号 $\mathbf{Z}^{(i)}$ 起缩放作用, 这样, 式(11)可以用矩阵形式写为

$$\begin{bmatrix} \mathbf{Z}^{(1)} \\ \mathbf{Z}^{(2)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 & S_{1m}^* & S_2 & S_{2m}^* \\ S_2^* & S_{2m} & -S_1^* & -S_{1m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{(1)} \cdot \mathbf{G}_{t1(1)} \\ \mathbf{H}_{(1)} \cdot \mathbf{G}_{t2(1)} \\ \mathbf{H}_{(2)} \cdot \mathbf{G}_{t1(2)} \\ \mathbf{H}_{(2)} \cdot \mathbf{G}_{t2(2)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} N_c^{(1)} \\ N_c^{(2)} \end{bmatrix} \quad (12)$$

通过对接收信号取复共轭和镜像操作, 再根据 Alamouti 编码结构, 式(12)就可以写为

$$\begin{bmatrix} \mathbf{Z}^{(1)} \\ \mathbf{Z}^{*(2)} \\ \mathbf{Z}_m^{*(1)} \\ \mathbf{Z}_m^{(2)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D_{1,1} & D_{1,2} \\ D_{2,1} & D_{2,2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_{1m}^* \\ S_{2m} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} N_c^{(1)} \\ N_c^{*(2)} \\ N_{cm}^{*(1)} \\ N_{cm}^{(2)} \end{bmatrix} \quad (13)$$

式(13)中的子块为

$$\begin{cases} D_{1,1} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{(1)} \cdot \mathbf{G}_{t1(1)} & \mathbf{H}_{(2)} \cdot \mathbf{G}_{t2(1)} \\ -\mathbf{H}_{(2)}^* \cdot \mathbf{G}_{t2(1)}^* & \mathbf{H}_{(1)}^* \cdot \mathbf{G}_{t1(1)}^* \end{bmatrix} \\ D_{1,2} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{(1)} \cdot \mathbf{G}_{t1(2)} & \mathbf{H}_{(2)} \cdot \mathbf{G}_{t2(2)} \\ -\mathbf{H}_{(2)}^* \cdot \mathbf{G}_{t2(2)}^* & \mathbf{H}_{(1)}^* \cdot \mathbf{G}_{t1(2)}^* \end{bmatrix} \\ D_{2,1} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{(1)m}^* \cdot \mathbf{G}_{t1(2)m}^* & \mathbf{H}_{(2)m}^* \cdot \mathbf{G}_{t2(2)m}^* \\ -\mathbf{H}_{(2)m} \cdot \mathbf{G}_{t2(2)m} & \mathbf{H}_{(1)m} \cdot \mathbf{G}_{t1(2)m} \end{bmatrix} \\ D_{2,2} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{(1)m}^* \cdot \mathbf{G}_{t1(1)m}^* & \mathbf{H}_{(2)m}^* \cdot \mathbf{G}_{t2(1)m}^* \\ -\mathbf{H}_{(2)m} \cdot \mathbf{G}_{t2(1)m} & \mathbf{H}_{(1)m} \cdot \mathbf{G}_{t1(1)m} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (14)$$

应当指出的是, 在没有发射机 I/Q 不平衡的情况下, 子块 $D_{1,2}$ 和 $D_{2,1}$ 就不存在, 然后就可以用一个普通的 Alamouti 解码器恢复发射符号。这时, 令 $\hat{S}_{(k)}^{(l)}$ 表示对以 STBC 时间指标 l 、通过第 k 个天线发送的 OFDM 符号的第 l 个子载波的估计值, 则这个估计值就可以得到如下

$$\hat{S}_{(k)}^{(l)} [l] = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{1(k)} [l] \\ \mathbf{v}_{2(k)} [l] \\ \mathbf{v}_{3(k)} [l] \\ \mathbf{v}_{4(k)} [l] \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \mathbf{Z}^{(1)} [l] \\ \mathbf{Z}^{*(2)} [l] \\ \mathbf{Z}_m^{*(1)} [l] \\ \mathbf{Z}_m^{(2)} [l] \end{bmatrix} \quad (15)$$

其中, $\mathbf{v}_{p(k)} [l] (p=\{1, \dots, 4\})$ 为频域均衡器的抽头系数。根据式(15), 可以在接收机侧得到一个基于最小均方误差(MMSE, minimum mean-square-error)的频域均衡器。

类似地, 可以把上述均衡补偿方案扩展到更高阶的 STBC MIMO OFDM 系统, 如准正交 STBC (QOSTBC-4×1)系统情形, 这时 STBC 码字 C_b 为

$$C_b = \begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* & -S_3^* & S_4 \\ S_2 & S_1^* & -S_4^* & -S_3 \\ S_3 & -S_4^* & S_1^* & -S_2 \\ S_4 & S_3^* & S_2^* & S_1 \end{bmatrix} \quad (16)$$

在这种情况下，就可以得到对 $\hat{S}_{(k)}^{(1)}[l]$ 的估计值为

$$\hat{S}_{(k)}^{(1)}[l] = \text{tr} \left\{ \begin{bmatrix} v_{1(k)}[l] & v_{5(k)}[l] \\ v_{2(k)}[l] & v_{6(k)}[l] \\ v_{3(k)}[l] & v_{7(k)}[l] \\ v_{4(k)}[l] & v_{8(k)}[l] \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} Z^{(1)}[l] & Z_m^{*(1)}[l] \\ Z^{*(2)}[l] & Z_m^{(2)}[l] \\ Z^{*(3)}[l] & Z_m^{(3)}[l] \\ Z^{(4)}[l] & Z_m^{*(4)}[l] \end{bmatrix} \right\} \quad (17)$$

其中， $\text{tr}\{\cdot\}$ 表示求矩阵的迹。从式(15)和式(17)可以看到，为了估计 MISO OFDM 系统中被发射机 IQ 不平衡和多径信道干扰后的发送符号，需要求解 $2N_t^2$ 个系数。

现在来考虑对接收机 IQ 不平衡和 CFO 的均衡补偿。首先设计 2 个时域均衡器 (TEQ, time domain equalizer) w_1 和 w_2 ，2 个均衡器的抽头长度都为 $L' = L_T$ ， w_1 用于式(9)的信号 z ， w_2 用于信号 z^* (通过对式(9)的接收信号取复共轭)。现在考虑式(6) z 的长度为 $N+L'-1 \times 1$ ，这时 $O_1 = \mathbf{0}_{(N+L'-1) \times (N-L_T+L-1)}$ ， $T_{d_{p(k)}} (p=1,2)$ 的大小为 $N+L'-1 \times N+L_T+L-L_T-4$ ，且其首列为

$$[d_{p(k)}^{(L_T+L_T-3)}, \mathbf{0}_{(1 \times N+L'-1)}]^T$$

首行为

$$[d_{p(k)}^{(L_T+L_T+3)}, d_{p(k)}^{(0)}, \mathbf{0}_{(1 \times N+L'-2)}]^T$$

这样就得到

$$\begin{aligned} z_i &= w_1 * z + w_2 * z^* \\ &= \sum_{f_1} w_{1,p} * z + \sum_{f_2} w_{2,p} * z^* e^{-j2p\Delta f \cdot t} \end{aligned} \quad (18)$$

这里 z_i 的大小为 $N \times 1$ 。对 w_1 和 w_2 来说，设计目标就是消去 f_2 这一项，当 $w_1 = g^* z_1$ 且 $w_2 = -g z_2$ 时就能实现，这样，最终就消去了 z_i 中的接收机 IQ 不平衡 (即包含 u^* 的 f_2 项已经被消去) 以及频率偏移的影响。

采用文献[7]的 CFO Δf 估计算法并设对 Δf 的估计值是精确的，则可以得到

$$\mathcal{Y}_i = z_i \cdot e^{-j2p\Delta f \cdot t} = \mathcal{Y}_i^* * u \quad (19)$$

其中， $\mathcal{Y}_i = f_i \cdot (e^{-j2p\Delta f \cdot (0, L_T, L_T-1)})$ ，得到的向量 \mathcal{Y}_i 现在与依赖于时间的 CFO 无关，仅包含频率选择性发射机 IQ 不平衡以及信道和噪声失真。结合 TEQ 方案，把 DFT 应用于经过滤波后的每个 \mathcal{Y}_i 序列；为了得到发送符号 $\hat{S}_{(k)}^{(1)}[l]$ 的估计值，把经过 DFT 处理后的输出应用于按照式(15)和式(17)设计的频域均衡器 (FEQ, frequency domain equalizer)。

采用这种均衡补偿方案的一个共同缺点是 TEQ 以“组合形式”对全部载波进行均衡，这样就制约了系统的性能；此外，TEQ 还要工作在较高的采样速率，这也造成了均衡处理的成本上升。其实，可以把 TEQ 结构转换到频域，然后把它和前面的频域均衡器组合起来，从而得到频域子载波均衡器 (PTEQ, per-tone equalizer)。为了实现 PTEQ 结构，首先把 TEQ 滤波操作与对负 CFO 估计的乘法操作相交换，即把 TEQ w_1 应用于信号 $z_1 = z e^{-j2\pi\Delta f t}$ ，把 TEQ w_2 应用于信号 $z_2 = z^* e^{-j2\pi\Delta f t}$ ，现在就可以把交换位置后的 TEQ 变换到频域，从而得到 $2N_t$ 个 PTEQ。在 Alamouti 情况下，式(11)就可以改写为

$$\hat{S}_{(k)}^{(1)}[l] = \sum_{d=1}^2 \begin{bmatrix} v_{1,d(k)}[l] \\ v_{2,d(k)}[l] \\ v_{3,d(k)}[l] \\ v_{4,d(k)}[l] \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} F_i[l] z_d^{(1)} \\ (F_i[l] z_d^{(2)})^* \\ (F_i[l_m] z_d^{(1)})^* \\ F_i[l_m] z_d^{(2)} \end{bmatrix} \quad (20)$$

其中， $v_{p,d(k)}[l]$ (对于 $p=\{1, \dots, 4\}$ 和 $d=\{1, 2\}$) 是大小为 $L' \times 1$ 的 PTEQ， $F_i[l]$ 定义为

$$F_i[l] = \begin{bmatrix} I_{L'-1} & \mathbf{0}_{L'-1 \times N-L'+1} & -I_{L'-1} \\ \mathbf{0}_{1 \times L'-1} & F[l] & \end{bmatrix}$$

这样就可得到 Alamouti STBC MIMO OFDM 系统的 PTEQ 补偿方案，其原理图如图 1 所示。类似地，也可把式(17)进行修改用来估计 QOSTBC MIMO OFDM 系统中发射机和接收机的 IQ 不平衡以及 CFO 和信道失真。

得到式(20)的前提条件是对 CFO Δf 的估计是精确的。实际上，对 CFO Δf 的估计算法可能并非那么精确，所以会在得到的向量 \mathcal{Y}_i (见式(19))中导致一些残留的 CFO $y = \Delta f$ 。频域中这种残留的 ICI，就会导致对 $\hat{S}_{(k)}^{(1)}[l]$ 符号的估计不精确。为此，首先通过保持 PTEQ 长度不变，然后对各种可能的残留 CFO 值 \hat{y} 进行搜索，以使 $\hat{S}_{(k)}^{(1)}[l]$ 的估计误差最小，从而使得均衡器的性能得到进一步提高。由于前面

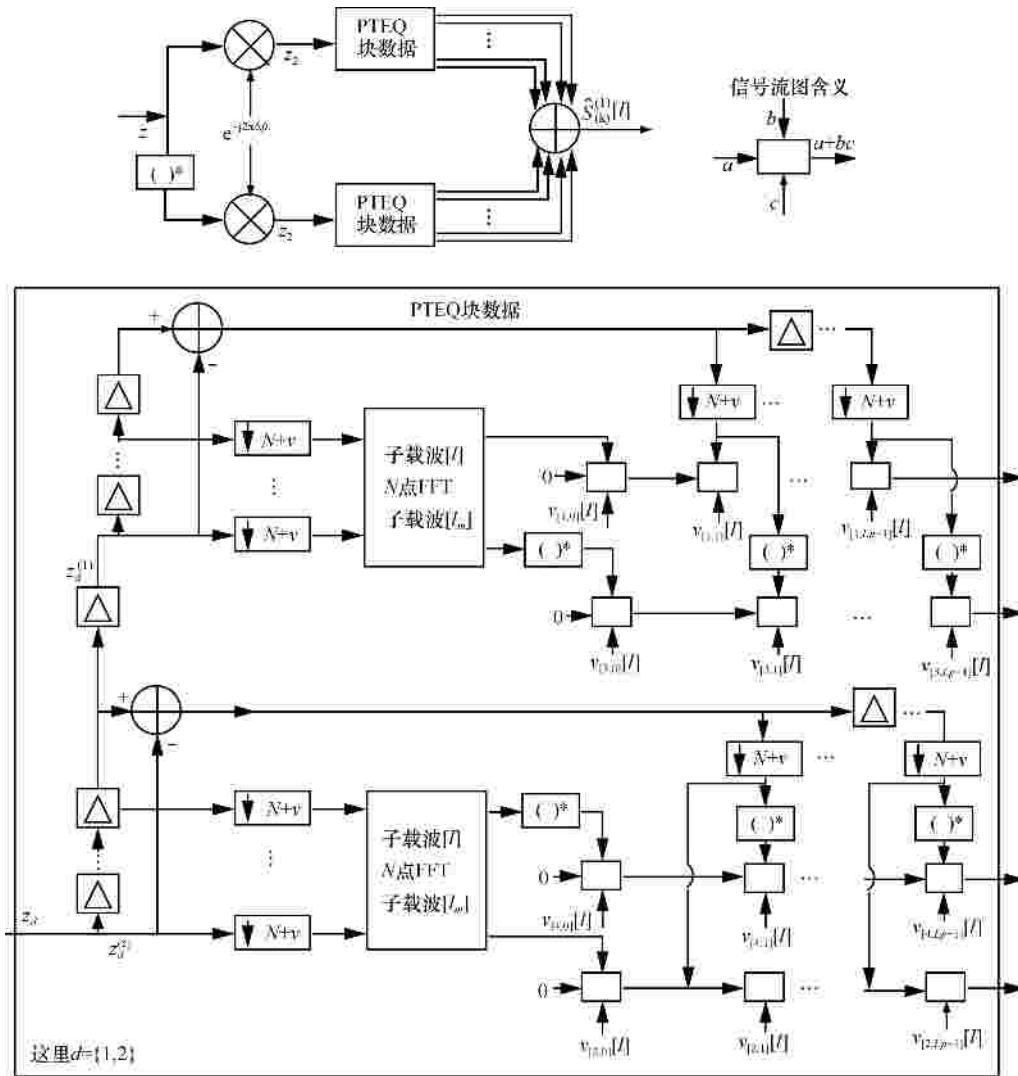


图 1 Alamouti MIMO OFDM 系统的 PTEQ 补偿方案原理

已经得到了一个较好的但不是十分精确的 CFO 估计值，所以搜索就限制在一个很小范围的值了。这样就能得到一个非常精确的 CFO 估计值，对于 Alamouti 情况下的 PTEQ 系数就可以基于下列均方误差最小化来得到

$$\left[\min_y \right]_{\mathbf{v}_{p,d(k)}[L]} \left\{ E \left\{ \left| s^{(1)}[L] - \sum_{d=1}^2 \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{1,d(k)}[L] \\ \mathbf{v}_{2,d(k)}[L] \\ \mathbf{v}_{3,d(k)}[L] \\ \mathbf{v}_{4,d(k)}[L] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1[L]z_d^{(1)} \\ (F_1[L]z_d^{(2)})^* \\ (F_1[L_m]z_d^{(1)})^* \\ F_1[L_m]z_d^{(2)} \end{bmatrix} \right|^2 \right\} \right\} \quad (21)$$

其中， $E\{\cdot\}$ 为求数学期望且 $p=\{1,\dots,4\}$ 。

基于式(20)的 PTEQ 方案是一般的结构。对于特定的子问题，它还可以进一步简化。例如，在只有接收机 I/Q 不平衡和 CFO 存在的系统中，系数 $\mathbf{v}_{3,p(k)}[L]$ 和 $\mathbf{v}_{4,p(k)}[L]$ 可以设置为零，这时 PTEQ 方案的系数就只有一半需要确定；在只有发射机和接收机

I/Q 不平衡存在而没有 CFO 存在的系统中，PTEQ 就可以基于式(15)来均衡，这时，PTEQ 就降低为一阶滤波器，即一个长度等于 1 的滤波器就足以作为补偿。本文提出的均衡方案也可以扩展到 CP 长度不足的情况下，即 CP 长度小于或等于信道、发射机和接收机滤波器脉冲响应长度的和（即 L_t+L_r-2n ），在这种情况下，除了主要由 I/Q 不平衡和 CFO 造成 OFDM 符号内的 ICI 外，还存在来自邻近 OFDM 符号的干扰，从而导致块间干扰 (IBI, inter-block interference)^[11]，这将是下一步要重点研究的方向。

4 仿真及分析

4.1 仿真模型及参数设置

为了对本文提出的联合均衡策略的性能进行

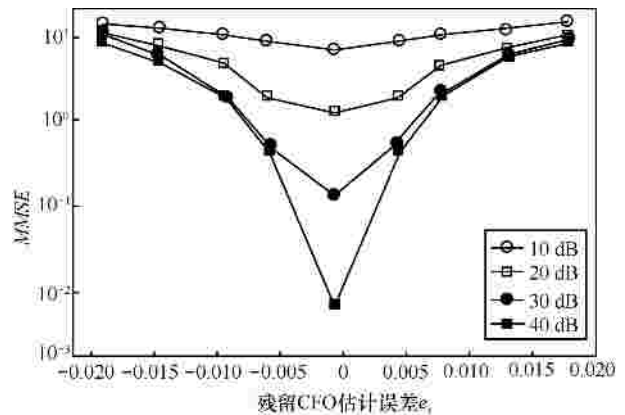
评价, 采用对 IEEE 802.11a 标准的 MISO 系统进行扩展后得到的 MIMO 系统, 系统中同时存在 IQ 不平衡(包括前端滤波器失配和频率选择性信道失真)和 CFO。仿真中与之相比较的有另外 3 种情况, 一种是不存在 IQ 不平衡和 CFO 前端失真的理想情况, 一种是仅存在 IQ 不平衡但不采用均衡技术的情况和一种同时存在 IQ 不平衡和 CFO 但不采用均衡技术的情况。仿真平台为 MATLAB/Simulink, 并结合了 C++ Builder, 来对本文算法的性能进行仿真; 仿真中采用的参数设置为: OFDM 符号长度 $N=64$, CP 长度 $n=16$, 多径信道长度 $L_c=4$, 同时取 $L_r=2, L_t=2, L=2$; 多径信道抽头数选择独立的复高斯分布, 取 CFO Δf 与子载波间隔 $1/TN$ 的比值 $\alpha=0.32$, T 为采样周期; 发射机和接收机前端失配的滤波器脉冲响应分别为 $\mathbf{h}_{u(k)}=\mathbf{h}_{zr}=[0.1,0.9]$, $\mathbf{h}_{q(k)}=\mathbf{h}_{zq}=[0.9,0.1]$, 独立频率的(即与频率无关的)振幅不平衡 $g_{u(k)}=g_z=5\%$, 相位不平衡 $f_{u(k)}=f_z=5^\circ$ 。

4.2 仿真结果及分析

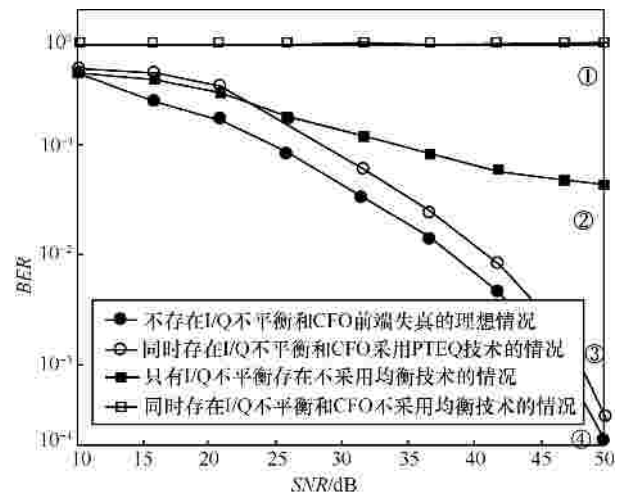
图 2 所示为对一个基于 Alamouti STBC 的 64QAM MISO OFDM 系统仿真得到的结果。图 2(a) 为对一个固定长度为 $L=2$ 的 PTEQ 的最佳残留 CFO 值 \hat{y} 的搜索, 图中给出了同时存在发射机和接收机 IQ 不平衡以及 CFO 的 MMSE 与残留 CFO 的估计误差 $e_r = \hat{z}_r - z_r$ 在不同 SNR 值下的关系曲线, 这里 $z_r = y TN$ 。从图 2(a) 可以看到, 当对残留 CFO 的估计达到精确值即 $e_r = \hat{z}_r - z_r = 0$ 时, MMSE 最小; 而且在估计残留 CFO 过程中, 当 SNR 从 10 dB 增加到 40 dB 时, MMSE 有一个向下的突变, 而且非常明显, 这就是说, 在较大的 SNR 值时搜索精确的残留 CFO 值更容易, 从而使系统性能有明显改善。

从对残留 CFO 估计得到的 PTEQ 系数随后被用作均衡。图 2(b) 给出了 4 种不同情况下的 BER 与 SNR 的性能关系曲线, 每个信道实现都相互独立, 图中的 BER 曲线都是对 10^4 个独立信道得到的结果取平均值; 从图 2(b) 可见, 如果不采用均衡技术, 在 IQ 不平衡和 CFO 同时存在的情况下, 这时的 BER 最大, 如图中曲线 ④ 所示, 即使只有频率独立的 IQ 不平衡存在, BER 也是非常大的, 如图中曲线 ③ 所示; 而采用均衡技术后, 即使 IQ 不平衡和 CFO 同时存在, BER 性能(见图中曲线 ②)非常接近于理想情形(图中的曲线 ①); 从图 2(a)、图 2(b) 还可以看到, 在 IQ 不平衡和 CFO 同时存在的情况

下, 采用均衡技术后的性能相比于理想情况和只有 IQ 不平衡存在而不采用均衡技术情况时略有下降(见图 2(b)中曲线 ② 和 ③ 的 SNR 小于 20 dB 的情况)。这主要是对于较小的 SNR 来说, 要精确估计残留 CFO 是比较困难的(见图 2(a)的 10 dB 曲线)。可见, 均衡性能一个很重要的方面还取决于提高收、发信机的信噪比, 以使自适应均衡器的系数更准确地收敛到理想值。而如何提高 OFDM 系统收、发信机的信噪比是另一个很重要的研究领域和热点。



(a) MMSE 与残留 CFO 估计误差在不同 SNR 值下的关系曲线



(b) 4 种不同情况下的 BER 与 SNR 的性能关系曲线

图 2 对基于 Alamouti STBC 的 64QAM MIMO OFDM 系统得到的仿真结果

5 结束语

本文针对 STBC MIMO OFDM 中的发射机和接收机的频率选择性 IQ 不平衡、CFO 以及多径信道失真的共同影响进行了详细分析和深入研究, 并针对这些数字域的失真提出了一种适用的联合均

衡补偿策略；由此得到的补偿策略能够提供一种有效的均衡，使其均衡后的性能非常接近于理想情况的性能。为了同时消除 ICI 和 IBI 的影响，必须适当增加 PTEQ 的长度才能获得充分的性能改善，这是下一步要深入研究的方向。

参考文献：

[1] STUBER G, BARRY J, MCLAUGHLIN S, *et al.* Broadband MIMO-OFDM wireless communications[J]. Proceedings of the IEEE, 2004, 92(2):271-294.

[2] 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.

[3] JNAWALI S, BEYGI S, BAHRAMI H R. A low-complexity method to compensate IQ-imbalance and phase noise in MIMO-OFDM systems[A]. Global Telecommunications Conference (GLOBECOM 2011)[C]. Houston, 2011.1-6.

[4] TARIGHAT A, SAYED A H. MIMO OFDM receivers for systems with IQ imbalances[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2005, 53(9):3583-3596.

[5] 孙德春, 张霏霏, 刘祖军等. TDD-MIMO 系统中由 I/Q 不平衡引起的信道非互易性补偿方法[J]. 通信学报, 2011, 32(3):79-85.
SUN D C, ZHANG F F, LIU Z J, *et al.* Compensation for channel non-reciprocity caused by I/Q imbalance in TDD-MIMO systems[J]. Journal on Communications, 2011, 32(3):79-85.

[6] CAO S J, YU C Y, KAM P Y. Decision-aided joint compensation of channel distortion and transmitter I/Q imbalance for coherent optical OFDM[A]. Microwave Photonics, 2011 International Topical Meeting on & Microwave Photonics Conference, 2011 Asia-Pacific, MWP/APMP[C]. Singapore, 2011.312-315.

[7] FOULADIFARD S, SHAFIIEE H. Frequency offset estimation in OFDM systems in presence of I/Q imbalance[A]. ICCS 2002 Proceedings of the 8th International Conference on Communication Systems[C]. Washington DC, 2002.214-218.

[8] 黄广民, 高样武, 杨汝良. 数字合成孔径雷达中改善 I/Q 通道不平衡性的多相 Kaiser 滤波法[J]. 电子与信息学报, 2004, 26(3):364-369.
HUANG G M, GAO Y W, YANG R L. Polyphase Kaiser filter for the correction of I/Q Imbalance of digital synthetic aperture radar[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2004, 26(3): 364-369.

[9] CHANG D C. The MIMO OFDM receiver with mismatched transmit carrier frequency offsets[A]. 2012 12th International Conference on ITS Telecommunications (ITS T)[C]. 2012.832-836.

[10] LIU L, GUAN Y L, BI G A, *et al.* Effect of carrier frequency offset on

single-carrier CDMA with frequency-domain equalization[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2011, 60(1):174-184.

[11] 赵海军, 崔梦天, 李明东. 数据驱动的频域回波抵消算法[J]. 通信学报, 2006, 27(6):134-140.
ZHAO H J, CUI M T, LI M D. A sort of datadriven frequency-domain echo-cancellation algorithm[J]. Journal on Communications, 2006, 27(6): 134-140.

作者简介：



赵海军（1966-），男，四川广安人，硕士，西华师范大学副教授、硕士生导师。主要研究方向为无线通信、网络数据通信及信息处理。



李敏（1983-），女，四川南充人，硕士，成都供电公司工程师，主要研究方向为电力网络通信及信息系统。



崔梦天（1972-），女，内蒙古乌兰浩特人，博士，西南民族大学副教授、硕士生导师，主要研究方向为计算机算法及网络通信技术。



李明东（1958-），男，四川广安人，西华师范大学教授、硕士生导师，主要研究方向为计算机软件及应用技术。