

## 基于迭代分组均衡的 SC-FDMA-IDMA 非正交多址接入系统

刘德良<sup>1,2</sup>, 黄强<sup>3</sup>, 徐大专<sup>2</sup>

(1. 中国人民解放军理工大学 通信工程学院, 江苏 南京 210007; 2. 南京航空航天大学 信息科学与技术学院, 江苏 南京 210007;  
3. 中国电子科技集团第二十八研究所, 江苏 南京 210007)

**摘要:** SC-FDMA-IDMA 非正交多址接入结合了 SC-FDMA 和 IDMA 2 种技术, 这种结合使 SC-FDMA-IDMA 有可能继承这 2 种技术各自不同的优点, 例如容量大、峰平功率比 (PAPR) 低、多用户信号检测简单等。但由于用户信号采用 SC-FDMA 这种特殊的单载波调制方式进行传输, 当信道的频率选择性比较严重时, 系统性能将快速下降。为此推导了适应于 SC-FDMA-IDMA 系统的迭代分组判决反馈均衡 (IB-DFE) 算法, 以提高系统抗频率选择性衰落的能力。仿真研究表明, 采用 IB-DFE 均衡算法后, 相对于采用高阶调制的单用户 SC-FDMA 系统, 在相同的传输效率下采用低阶调制的多用户 SC-FDMA-IDMA 系统的性能有了很大的提高。

**关键词:** SC-FDMA-IDMA; 多用户检测; 迭代分组判决反馈均衡

中图分类号: TN911

文献标识码: A

文章编号: 1000-436X(2014)08-0048-08

## Non-orthogonal multiple-access system SC-FDMA-IDMA with iterative block equalization

LIU De-liang<sup>1,2</sup>, HUANG Qiang<sup>3</sup>, XU Da-zhuan<sup>2</sup>

(1. Institute of Communication Engineering, PLA University of Science and Technology, Nanjing 210007, China;  
2. Institute of Information Science and Technology, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210007, China;  
3. CETC 28, Nanjing 210007, China;)

**Abstract:** As a new non-orthogonal multiple-access scheme, SC-FDMA-IDMA combines two technologies of SC-FDMA and IDMA together. This combination makes SC-FDMA-IDMA have the probability to inherit different advantages of these two technologies such as large system capacity, low peak-to-average power ratio (PAPR) and simple multiuser detection. However, because SC-FDMA for the transmission of different users' signal is a special form of single carrier modulation, the system performance may degrade quickly when the frequency selectivity of channel is serious. So the iterative block decision feedback equalization (IB-DFE) algorithm applied to the SC-FDMA-IDMA system is derived in order to enhance the ability of anti-frequency selective fading. Simulation results show that comparing with the single-user SC-FDMA system with high-order modulation, the multiuser SC-FDMA-IDMA system with low-order modulation has great performance improvement after adopting the IB-DFE algorithm on condition that these two systems have the same transmission efficiency.

**Key words:** SC-FDMA-IDMA; multiuser detection; IB-DFE

### 1 引言

OFDM 和 SC-FDMA 是近年来广受关注的 2 种正交多载波宽带无线通信技术, 它们都可以通过简单的频域均衡运算消除多径引起的码间串扰的影响。但如果只采用正交多址接入方式, 不利于系统容量的提

高。这是因为信息论早已证明可以通过在相同的时频资源上给不同用户分配非正交的波形来达到更大的容量<sup>[1]</sup>。为此, 文献[2,3]提出了结合 OFDM 和 IDMA 的 OFDM-IDMA 技术。IDMA (交织分多址接入) 是文献[4-6]创造性地提出的一种非正交多址接入技术, 它利用交织器来区分不同用户的信号, 然后通过简单

收稿日期: 2013-05-31; 修回日期: 2013-10-18

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (61301157)

**Foundation Item:** The National Natural Science Foundation of China(61301157)

的迭代处理分离不同用户的信号。OFDM-IDMA 实现了多个用户共享一组子载波,且由于 IDMA 技术的运用使多用户信号的分离变得比较简单。

但 OFDM-IDMA 技术继承了 OFDM 峰平功率比 (PAPR) 较高的缺点,这使该技术对设备的前端功放的线性度要求很高,从而限制了在一些采用廉价功放的便携式设备中的使用。为此文献[7]首次提出了结合 SC-FDMA 和 IDMA 的 SC-FDMA-IDMA。SC-FDMA 本质上是一种采用频域均衡的单载波调制方式,它不能像 OFDM 一样采用子载波级的自适应调制,即信噪比高的子载波采用高阶调制,而信噪比低的子载波采用低阶调制。因此,采用频域均衡的单载波系统,如果采用较为简单的线性均衡算法(如 ZF 均衡和 MMSE 均衡),其性能会受到信道频谱深衰落点的严重影响。这是因为在深衰落点上进行频域均衡时信道噪声会被严重放大,而这种放大最终将影响单载波调制系统中所有时域符号的解调,使其误比特性能严重下降。这个问题在 SC-FDMA-IDMA 系统中同样存在。

文献[8~15]对 SC-FDMA 系统的信道均衡问题进行了讨论,其中文献[8~10]提出通过频域迭代分组反馈均衡 (IB-DFE) 克服深衰落点的恶劣影响,使基于频域均衡的单载波调制系统能获得和 OFDM 系统接近的性能。鉴于此,本文推导了适合于 SC-FDMA-IDMA 系统的迭代分组反馈均衡算法。

## 2 系统模型

图 1(a)和图 1(b)分别为 SC-FDMA-IDMA 系统的发射框图和接收框图。

图 1(a)中的信道编码单元和交织器构成了 IDMA 的关键组成部分。信道编码单元采用具有强纠错能力的编码器(如 Turbo 码、LDPC 码等)级联简单的扩频码,形成低码率信道编码。本文中,强纠错编码器采用 1/2 LDPC 码。由于 IDMA 技术不是通过扩频码来区分不同用户发送的信号,因此各用户的扩频码可以相同,例如最简单的重复码。本文中采用简单  $[+1 -1 +1 -1 \dots]^T$  扩频序列  $\mathbf{g}$ 。如果扩频序列  $\mathbf{g} = [g_0 g_1 \dots g_{l_g}]^T$  的长度  $l_g$  为 4,则信道编码单元总的码率  $R_c$  为 1/8。

IDMA 技术主要通过不同的交织器来区别不同用户的信号,如每次信道编码的输出经扩频后的码片序列的长度为  $l_c$ ,则  $U$  个用户需要  $U$  个长度为  $l_c$  的伪随机交织器。将第  $u(0 \leq u \leq U-1)$  个用户的伪随机交织器表示为  $\pi_u$ 。交织器的输出经符号映射后作为一帧信号输出,帧长为  $l_f$ 。每帧信号  $\mathbf{x}^u = [x_0^u, x_1^u, \dots, x_{l_f-1}^u]^T$  将为分成若干个数据块,将第  $u$  个用户的第  $j$  个数据块表示为长度为  $P$  的数据序列  $\mathbf{d}^u = [x_{jP}^u, x_{jP+1}^u, \dots, x_{jP+P-1}^u]^T = [d_0^u, d_1^u, \dots, d_{P-1}^u]^T$ 。

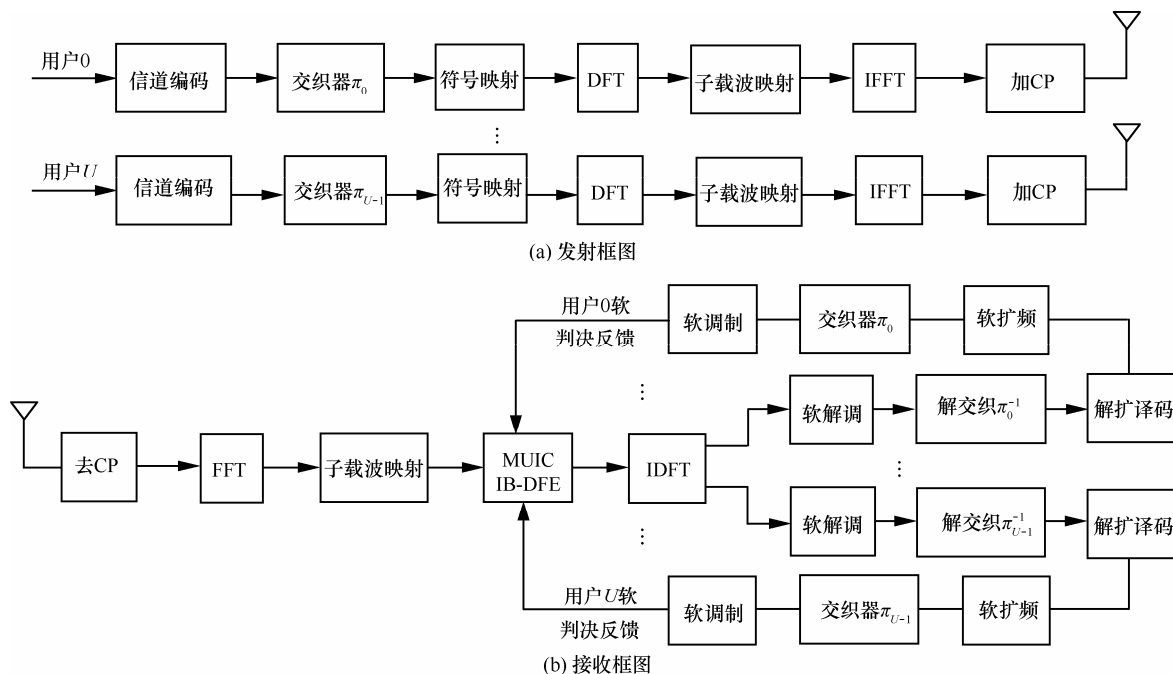


图 1 SC-FDMA-IDMA 系统发射与接收

图 1(a)中的 DFT 单元、子载波映射单元和 IFFT 单元构成了 SC-FDMA 的关键组成部分。与 OFDM 不同的是,在 OFDM 系统中各数据符号在不同的子载波上并行发送,而 SC-FDMA 系统中各数据符号是串行发送的。只是经过  $P$  点的 DFT 运算之后变换到频域,形成频域信号  $\mathbf{D}^u = \mathbf{F}_p \mathbf{d}^u$ ,  $\mathbf{D}^u$  的第  $k$  个元素为  $D_k^u$  ( $0 \leq k \leq P-1$ ),而  $\mathbf{F}_p$  为 DFT 变换矩阵,其第  $k$  行第  $n$  列对应的元素为  $1/\sqrt{P} \exp(-j2\pi kn/P)$  ( $0 \leq k, n \leq P-1$ )。然后在频域的  $N$  个子载波中选择  $P$  个子载波用来传送信号,这是由于子载波映射模块来完成的。SC-FDMA 系统中子载波映射主要包括 LFDMA (集中式频分多址) 和 DFDMA (分布式频分多址) 2 种方式, LFDMA 将一组连续的子载波分配给一个用户,而 DFDMA 将一组离散的子载波分配给一个用户。

SC-FDMA-IDMA 与单纯的 SC-FDMA 系统的区别是: SC-FDMA 系统的一组子载波为一个用户占用,而 SC-FDMA-IDMA 系统中由多个用户共同占用一组子载波。设用户占用的一组子载波的位置索引的集合为  $S = \{s_k | 0 \leq k \leq P-1\}$ , 且  $0 \leq s_0 < s_1 < \dots < s_{p-1} \leq N-1$ 。

各用户的信号经  $N$  点的 IFFT 运算变换到时域,形成时域序列  $\mathbf{z}^u = [z_0^u, z_1^u, \dots, z_{N-1}^u]^T$ 。由于在发送端分别进行了加循环前缀和去循环前缀的运算,使进入接收端的 FFT 窗的接收信号可以表示为

$$\mathbf{r} = \sum_{u=0}^{U-1} \mathbf{H}^u \mathbf{z}^u + \mathbf{w} \quad (1)$$

其中,  $\mathbf{r} = [r_0, r_1, \dots, r_{N-1}]^T$  表示接收信号序列,  $\mathbf{w} = [w_0, w_1, \dots, w_{N-1}]^T$  表示噪声序列,其方差为  $\sigma_w^2$ ,而  $\mathbf{H}^u$  为  $N$  行  $N$  列的循环矩阵,其第 1 列为用户  $u$  到接收端之间的多径衰落信道  $\mathbf{h}^u = [h_0^u, h_1^u, \dots, h_L^u, 0, \dots, 0]^T$ 。经 FFT 运算和子载波映射后可得

$$R_{s_k} = \sum_{u=0}^{U-1} A_{s_k}^u D_k^u + W_{s_k}, s_k \in S, 0 \leq k \leq P-1 \quad (2)$$

其中,  $R_{s_k}$ 、 $A_{s_k}^u$  和  $W_{s_k}$  分别表示向量  $\mathbf{R} = \mathbf{F}_N^H \mathbf{r}$ 、 $A^u = \sqrt{N} \mathbf{F}_N^H \mathbf{h}^u$  和  $\mathbf{W} = \mathbf{F}_N^H \mathbf{w}$  的第  $s_k$  个元素。

从式(2)可以看出,接收信号是多个用户信号的频域叠加,为了对某用户的信号进行检测,必须首先通过 MUIC (多用户干扰抵消) 单元去除其他用户对该用户的干扰,然后再通过均衡实现该用户信

号的均衡处理。

由于本文采用 IB-DFE 均衡方式提高均衡的性能,因此,可假设各用户的信号需要经过  $Q$  次迭代均衡才能使性能达到最佳,则信号检测分  $Q$  个阶段进行。在每个检测阶段,按照接收信号功率的强弱,逐用户地执行信号检测。假设从用户 0 到用户  $U-1$  信号依次减弱,则在各检测阶段对用户  $u$  的信号执行检测时,先执行串行干扰抵消,利用反馈的其他  $U-1$  个用户的信号软估计值,尽可能地消除这些信号对用户  $u$  的信号的干扰。然后再利用用户  $u$  自身的软估计信号执行一次反馈均衡。显然,在对用户  $u$  的信号执行检测时,从用户 0 到用户  $u-1$  的信号软估计值可以从本检测阶段获得,而从用户  $u$  到用户  $U-1$  的信号软估计值只能是上一个检测阶段获得的软估计值。

### 3 SC-FDMA-IDMA 系统中的多用户干扰抵消

#### 3.1 发射信号的软估计

通过信道译码输出的各用户的比特软信息经软扩频和交织作为码片的先验信息反馈给软调制模块。令扩频输出的码片软信息为  $\{L_j^{u,(0)} | 0 \leq j \leq l_c - 1\}$ ,而交织之后的码片先验信息为  $\{\xi_j^{u,(0)} | 0 \leq j \leq l_c - 1\}$ 。

假设符号映射时一个符号对应的码片数为  $M$ ,  $x_{i,b}^u$  表示用户  $u$  的第  $i$  个符号的第  $b$  个码片,则  $L_{iM+b}^{u,(0)}$  是该码片所对应的先验信息,令  $\xi_{i,b}^u = \tanh(L_{iM+b}^{u,(0)}/2)$ ,则

$$P(x_{i,b}^u = c) = \frac{1 + c \xi_{i,b}^u}{2}, 0 \leq i \leq l_f - 1, 0 \leq b \leq M - 1 \quad (3)$$

其中,  $c = \{+1, -1\}$ 。由于伪随机交织器的存在,传输码片之间可认为是独立的,因此

$$P(x_i^u = a) = \prod_{b=0}^{M-1} P(x_{i,b}^u = [a]_b) \quad (4)$$

其中,  $[a]_b$  表示映射为符号  $a$  的比特序列的第  $b$  个比特,  $\Pi$  表示元素相乘,而  $a \in \Omega$ ,  $\Omega$  表示符号映射所采用的符号集。

基于以上分析,可以获得符号  $x_i^u$  的软估计值

$$\hat{x}_i^u = E(x_i^u) = \sum_{a \in \Omega} P(x_i^u = a) a \quad (5)$$

定义发射信号的软估计与真实发射信号之间的误差为  $e_i^u = x_i^u - \hat{x}_i^u$ , 则该误差信号的方差为

$$\phi_i^u = E(|e_i^u|^2) = E(|x_i^u|^2) - |\hat{x}_i^u|^2 \quad (6)$$

### 3.2 多用户干扰抵消

由于接收信号是多个用户信号的叠加，因此通过软估计获得的信号值可以用于用户间干扰的消除。和发送端相似，通过软估计获得的用户信号值  $\bar{\mathbf{x}}^u = [\bar{x}_0^u, \bar{x}_1^u, \dots, \bar{x}_{l_f-1}^u]^T$  同样被分成若干个数据块，第  $u$  个用户的第  $j$  个数据块表示为长度为  $P$  的数据序列  $\bar{\mathbf{d}}^u = [\bar{x}_{jP}^u, \bar{x}_{jP+1}^u, \dots, \bar{x}_{jP+P-1}^u]^T = [\bar{d}_0^u, \bar{d}_1^u, \dots, \bar{d}_{P-1}^u]^T$ 。数据块经  $P$  点的 DFT 变换得  $\bar{\mathbf{D}}^u = \mathbf{F}_P \bar{\mathbf{d}}^u$ ， $\bar{\mathbf{D}}^u$  的第  $k$  个元素为  $\bar{D}_k^u$  ( $0 \leq k \leq P-1$ )。则经过干扰抵消后，第  $u$  个用户的信号为

$$\begin{aligned} R_{s_k}^u &= R_{s_k} - \sum_{u' \neq u} \Lambda_{s_k}^{u'} \bar{D}_k^{u'} \\ &= \Lambda_{s_k}^u D_k^u + \sum_{u' \neq u} \Lambda_{s_k}^{u'} (D_k^{u'} - \bar{D}_k^{u'}) + W_{s_k}, \\ s_k &\in S, 0 \leq k \leq P-1 \end{aligned} \quad (7)$$

式(7)中第 1 项为用户  $u$  的有用信号，第 2 项为在进行干扰抵消后其他用户信号对用户  $u$  的剩余干扰，第 3 项为频域噪声序列，其方差为  $\sigma_w^2 = \sigma_w^2$ 。令第  $u'$  个用户信号的频域估计误差为  $E_k^{u'} = D_k^{u'} - \bar{D}_k^{u'}$ ，则  $E_k^{u'}$  为  $\mathbf{F}_P(\mathbf{d}^{u'} - \bar{\mathbf{d}}^{u'})$  的第  $k$  个元素。  $\{E_k^{u'} | 0 \leq k \leq P-1\}$  可以近似为期望值为零的高斯噪声序列，其方差为

$$\phi^{u'} = \left( \sum_{i=0}^{l_f-1} \phi_i^{u'} \right) / l_f \quad (8)$$

令  $V_{s_k}^u = \sum_{u' \neq u} \Lambda_{s_k}^{u'} (D_k^{u'} - \bar{D}_k^{u'}) + W_{s_k}$  表示第  $u$  个用户信号的干扰噪声项，其期望值为零，方差为

$$\eta_{s_k}^u = E(|V_{s_k}^u|^2) = \sum_{u' \neq u} |\Lambda_{s_k}^{u'}|^2 \phi^{u'} + \sigma_w^2 \quad (9)$$

依据上述分析，在干扰抵消后用户  $u$  的信号为

$$R_{s_k}^u = \Lambda_{s_k}^u D_k^u + V_{s_k}^u, s_k \in S, 0 \leq k \leq P-1 \quad (10)$$

其中， $V_{s_k}^u$  近似为期望值为零、方差为  $\eta_{s_k}^u$  为高斯噪声。从式(10)可以看出，用户  $u$  的信号是一种类似单用户 SC-FDMA 的频域接收信号，因此可以采用适应于 SC-FDMA 系统的软判决反馈均衡对用户  $u$  的信号进行均衡运算。

### 4 软判决迭代反馈均衡

频域软判决反馈均衡通过频域反馈信号来消除码间串扰，以有效抵抗强频率选择性衰落，其基本结构如图 2 所示。由于本部分专门针对第  $u$  个用户信号的迭代均衡进行研究，省略上标  $u$  不会对讨

论产生影响，因此本部分的讨论中省略上标  $u$ 。迭代均衡输出的时域信号可以表示为

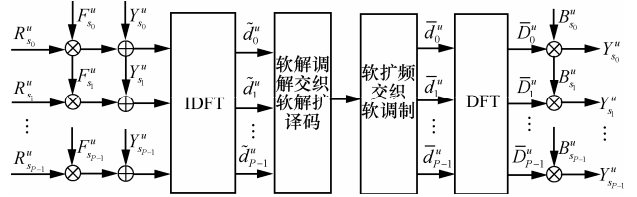


图 2 SC-FDMA-IDMA 系统迭代分组判决反馈均衡

$$\tilde{d}_n^{(q)} = \frac{1}{\sqrt{P}} \sum_{k=0}^{P-1} (F_k^{(q)} R_{s_k} + B_k^{(q)} \bar{D}_k^{(q-1)}) e^{j2\pi nk/P}, 0 \leq n \leq P-1 \quad (11)$$

其中，上标  $(q)$  表示第  $q$  ( $0 \leq q \leq Q-1$ ) 个检测阶段，对第  $u$  个用户的信号而言则是迭代反馈均衡的第  $q$  次迭代。而  $\bar{D}_k^{(q)}$  表示对软检测信号  $\tilde{d}_n^{(q)}$  做 DFT 运算的结果，即

$$\bar{D}_k^{(q)} = \frac{1}{\sqrt{P}} \sum_{n=0}^{P-1} \tilde{d}_n^{(q)} e^{-j2\pi nk/P} \quad (12)$$

均衡输出信号  $\tilde{d}_n^{(q)}$  的均方误差 (MSE) 为

$$MSE = E(|\tilde{d}_n^{(q)} - d_n|^2) = \frac{1}{P} \sum_{k=0}^{P-1} E(|F_k^{(q)} R_{s_k} + B_k^{(q)} \bar{D}_k^{(q-1)} - D_k|^2) \quad (13)$$

将式 (11) 和式 (12) 代入式(13)中可得

$$\begin{aligned} MSE &= \frac{1}{P} \sum_{k=0}^{P-1} \left( |F_k^{(q)}|^2 \eta_{s_k} + |F_k^{(q)} \Lambda_{s_k} - 1|^2 \xi_{D_k} + \right. \\ &\quad \left. |B_k^{(q)}|^2 \xi_{\bar{D}_k^{(q-1)}} + 2 \operatorname{Re} [B_k^{(q)*} (F_k^{(q)} \Lambda_{s_k} - 1) \rho_{D_k, \bar{D}_k^{(q-1)}}] \right) \end{aligned} \quad (14)$$

其中， $\xi_{D_k} = E(|D_k|^2)$  表示均衡输入频域信号的平均功率， $\xi_{\bar{D}_k^{(q-1)}} = E(|\bar{D}_k^{(q-1)}|^2)$  表示均衡输出频域信号的平均功率，而  $\rho_{D_k, \bar{D}_k^{(q-1)}} = E(D_k \bar{D}_k^{(q-1)*})$  表示均衡输入信号和输出信号的相关系数。

同时，为避免反馈干扰抵消时对当前码元的信号值产生影响，应该满足条件  $\sum_{k=0}^{P-1} B_k^{(q)} = 0$ 。结合这个条件，按照最小均方误差 (MMSE) 准则，并依据文献[8]的思路，可以推导获得前馈系数  $\{F_k^{(q)} | 0 \leq k \leq P-1\}$  和后馈系数  $\{B_k^{(q)} | 0 \leq k \leq P-1\}$ 。后馈系数的表达式为

$$B_k^{(q)} = -\frac{\rho_{D_k, \bar{D}_k^{(q-1)}}}{\xi_{\bar{D}_k^{(q-1)}}} (F_k^{(q)} \Lambda_{s_k} - \gamma^{(q)}) \quad (15)$$

其中,

$$\gamma^{(q)} = \sum_{k=0}^{P-1} A_{s_k} F_k^{(q)} / P \quad (16)$$

而前馈系数的表达式为

$$F_k^{(q)} = \frac{A_{s_k}^* \xi_{D_k} \left(1 - \tilde{\rho}_{D_k, \bar{D}_k^{(q-1)}} \gamma^{(q)}\right)}{\eta_{s_k} + \xi_{D_k} \left(1 - \tilde{\rho}_{D_k, \bar{D}_k^{(q-1)}}\right) |A_{s_k}|^2} \quad (17)$$

其中,

$$\tilde{\rho}_{D_k, \bar{D}_k^{(q-1)}} = \frac{|\rho_{D_k, \bar{D}_k^{(q-1)}}|^2}{\xi_{\bar{D}_k^{(q-1)}} \xi_{D_k}} \quad (18)$$

按照上述方式进行均衡, 均衡输出信号的增益为  $\gamma^{(q)}$ 。为使均衡输出增益为 1, 应该对前馈系数进行调整, 调整为  $F_k^{(q)} / \gamma^{(q)}$ , 而反馈系数也应该随之做相应的调整。

#### 4.1 迭代均衡中相关参数的估计

均衡输入信号的平均功率  $\xi_{D_k}$  可以按照式(19)进行估计

$$\hat{\xi}_{D_k} = E(|d_n|^2) = \frac{1}{2^M} \sum_{\alpha \in \Omega} |\alpha|^2 \quad (19)$$

其中,  $M$  表示调制阶数。由于符号映射中通常将发射信号的功率归一化为 1, 此时  $\hat{\xi}_{D_k} = 1$ 。

而均衡输出信号的平均功率  $\xi_{\bar{D}_k^{(q-1)}}$  则可以估计为

$$\hat{\xi}_{\bar{D}_k^{(q-1)}} = \frac{1}{P} \sum_{n=0}^{P-1} |\bar{D}_k^{(q-1)}|^2 = \frac{1}{P} \sum_{n=0}^{P-1} |\bar{d}_n^{(q-1)}|^2 \quad (20)$$

在 IB-DFE 迭代均衡中, 相关系数估计的准确性直接影响到均衡的性能。而均衡输入信号和输出信号之间的频域相关性可以通过计算时域相关性来估计获得, 即

$$\hat{\rho}_{D_k, \bar{D}_k^{(q-1)}} = \frac{1}{P} \sum_{n=0}^{P-1} E(d_n \bar{d}_n^{(q-1)*}) \quad (21)$$

不失合理性, 可令  $d_n = \bar{d}_n^{(q-1)} + \zeta_n$ , 其中,  $\zeta_n$  可近似认为是一个均值为零的高斯随机变量, 则

$$\begin{aligned} \hat{\rho}_{D_k, \bar{D}_k^{(q-1)}} &= \frac{1}{P} \sum_{n=0}^{P-1} \left( E(|\bar{d}_n^{(q-1)}|^2) + E(\zeta_n \bar{d}_n^{(q-1)*}) \right) \\ &= \frac{1}{P} \sum_{n=0}^{P-1} \left( |\bar{d}_n^{(q-1)}|^2 + E(\zeta_n) \bar{d}_n^{(q-1)*} \right) \\ &\approx \frac{1}{P} \sum_{n=0}^{P-1} |\bar{d}_n^{(q-1)}|^2 \end{aligned} \quad (22)$$

#### 4.2 均衡输出信号的处理

不失合理性, 可令  $d_n = \bar{d}_n^{(q)} + \zeta_n$ , 其中,  $\zeta_n$  可近似为均值为零的高斯噪声, 其方差为

$$\begin{aligned} \xi_{\zeta_n} &= E(|\zeta_n|^2) = E(|d_n - \bar{d}_n^{(q)}|^2) = E(|\bar{d}_n^{(q)}|^2) - E(|d_n|^2) \\ &\approx \frac{1}{P} \sum_{n=0}^{P-1} |\bar{d}_n^{(q)}|^2 - \frac{1}{2^M} \sum_{\alpha \in \Omega} |\alpha|^2 \end{aligned} \quad (23)$$

则  $\bar{d}_n^{(q)}$  的条件概率密度函数为

$$p(\bar{d}_n^{(q)} | d_n = a) = \frac{1}{\pi \xi_{\zeta_n}} \exp\left(-\frac{|\bar{d}_n^{(q)} - a|^2}{\xi_{\zeta_n}}\right) \quad (24)$$

依据上述概率密度函数, 可以进行软解调获得各码片的软信息

$$\begin{aligned} L_{nM+b}^{(1)} &= \text{lb} \left( \frac{P[d_{n,b}^u = +1 | \bar{d}_n^{(q)}]}{P[d_{n,b}^u = -1 | \bar{d}_n^{(q)}]} \right), \\ 0 \leq n \leq P-1, 0 \leq b \leq M-1 \end{aligned} \quad (25)$$

利用贝叶斯公式得到

$$L_{nM+b}^{(1)} = \text{lb} \left( \frac{\sum_{a \in Z_b^1} p[\bar{d}_n^{(q)} | d_n = a] P[d_n = a]}{\sum_{a \in Z_b^{-1}} p[\bar{d}_n^{(q)} | d_n = a] P[d_n = a]} \right) \quad (26)$$

其中,  $P(d_n = a)$  为软调制端反馈的调制符号的先验概率。

将各数据块软解调获得的软信息  $\{L_j^{(1)} | 0 \leq j \leq l_c - 1\}$  经解交织后作为先验信息  $\{L_j^{(1)} | 0 \leq j \leq l_c - 1\}$  送给软解扩单元。则经解扩和扩频得到的码片软信息为

$$L_{j_l^g+m}^{(2)} = \left( \sum_{m'=0}^{l_g-1} L_{j_l^g+m'}^{(1)} g_{m'} \right) g_m, 0 \leq j \leq l_c/l_g - 1 \quad (27)$$

其中,  $g_m$  表示长度为  $l_g$  的扩频序列的第  $m$  个码片。

将软信息  $\{L_j^{(2)} | 0 \leq j \leq l_c - 1\}$  输入信道译码器进行译码获得比特软信息, 再经扩频和交织之后作为先验信息  $\{L_j^{(0)} | 0 \leq j \leq l_c - 1\}$  输入软调制器, 按照前述式(3)~式(5)进行软调制获得软调制信号  $\{\bar{d}_n^{(q)} | 0 \leq n \leq P-1\}$ , 再经过 DFT 变换得到  $\{\bar{D}_n^{(q)} | 0 \leq n \leq P-1\}$ , 从而获得进行本用户的下一次迭代均衡以及本检测阶段后续用户信号的检测所需要的反馈信号。

#### 5 系统性能比较

本部分首先对采用 IB-DFE 均衡算法的 SC-

FDMA-IDMA 和 SC-FDMA 2 种系统的性能进行了计算机仿真比较。然后从计算复杂度方面对 2 种系统进行了比较。

### 5.1 性能仿真比较

仿真中 2 种系统的共性参数设置如下：符号速率  $f_s = 40$  MBaud；子载波总数为 1 024；信道编码为码率为 1/2 的 LDPC 编码级联 4 bit 扩频码；仿真的信道采用 3GPP 标准中的 EPA 信道模型，多径信道中各路径的相对功率为 [0 -1.0 -2.0 -3.0 -8.0 -17.2 -20.8] dB，相对时延为 [0 30 70 90 110 190 410] ns。仿真主要考察非正交传输带来的增益，因此不考虑频分多址的问题。2 种系统都采用 1 024 个子载波中的 256 个子载波进行信号传输，SC-FDMA-IDMA 系统可以在这些子载波上传输多个用户的信号，而 SC-FDMA 系统只能传输一个用户的信号。SC-FDMA-IDMA 的调制方式为 QPSK。除非特别说明，各用户迭代均衡的最大次数为 5 次，当某用户译码成功时该用户可停止迭代运算。

首先，在图 3 中比较了在 SC-FDMA-IDMA 系统中分别采用 MMSE 均衡和 IB-DFE 均衡时的性能。系统采用集中式子载波映射方式（简称此系统为 SC-LFDMA-IDMA），将 1 024 个子载波中的前 256 个子载波用于信号传输。可以看出，当误比特率为  $10^{-5}$  时，在 2 用户的情况下 IB-DFE 的性能比 MMSE 改善约 1.2 dB，而在 4 用户的情况下性能提高了约 2.4 dB，因此本文中推导的适合于 SC-FDMA-IDMA 系统的 IB-DFE 均衡算法是有效的，它能有效改善单载波频域均衡系统在多径衰落信道条件下的性能，克服由于多径引起的频率选择性对单载波系统的严重影响。

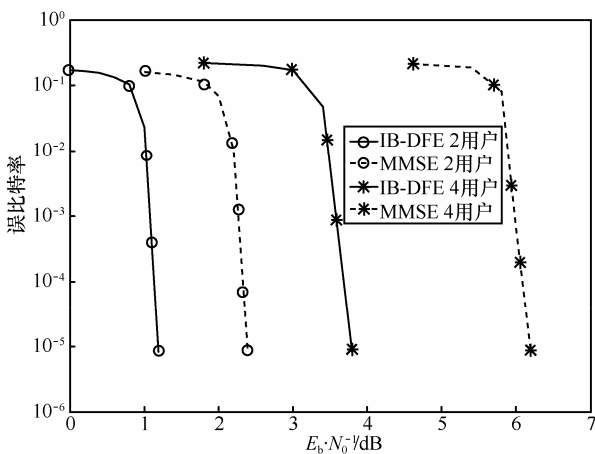


图 3 采用 IB-DFE 均衡和 MMSE 均衡的 SC-LFDMA-IDMA 系统性能的比较

由于 SC-FDMA-IDMA 系统不但可以采用集中式子载波映射，而且可以采用分布式子载波映射，因此图 4 仿真了在基于分布式子载波映射（采用  $\{4n | n = 0, 1, \dots, 255\}$  号子载波进行信号传输）的 SC-DFDMA-IDMA 系统（简称此系统为 SC-DFDMA-IDMA）中分别采用 IB-DFE 均衡和 MMSE 均衡的性能。当误比特率为  $10^{-5}$  时，在 2 用户的情况下 IB-DFE 均衡的性能增益约为 0.5 dB，而在 4 用户的情况下其性能增益约为 0.7 dB。比较图 3 和图 4 可以明显看出，在 SC-DFDMA-IDMA 系统中采用迭代反馈均衡的性能增益远小于在 SC-LFDMA-IDMA 系统中获得的增益。这是因为 SC-DFDMA-IDMA 系统采用分布式子载波映射，所以其信号经历频率选择性深衰落的可能性远小于 SC-LFDMA-IDMA，而 IB-DFE 均衡主要用来克服频率选择性深衰落，所以它适合在 SC-LFDMA-IDMA 系统中使用。基于此，后续仿真中的 SC-FDMA-IDMA 系统都是指 SC-LFDMA-IDMA 系统。

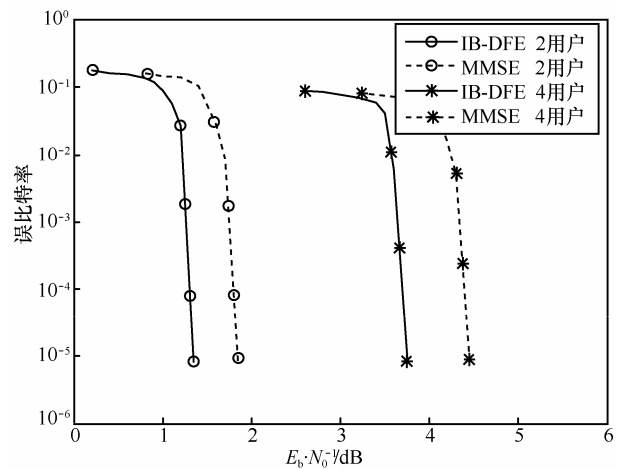


图 4 采用 IB-DFE 均衡和 MMSE 均衡的 SC-DFDMA-IDMA 系统性能的比较

图 5 对不同均衡迭代次数下的系统性能进行了比较。仿真曲线表明，通过 3 次迭代系统性能就收敛到比较好的程度。进一步增加迭代次数，性能改善有限。在误比特率为  $10^{-5}$  的条件下，将迭代 3 次和迭代 8 次的性能进行比较，2 用户时性能改善只有约 0.1 dB，而 4 用户时性能改善也只有约 0.15 dB。

图 6 对 SC-FDMA-IDMA 系统的性能和采用高阶调制的 SC-FDMA 系统的性能进行了比较。为保证比较的公平性，2 种系统都采用 IB-DFE 均衡算法，且具有相同的频带利用率。例如，在相同的时隙和带宽条件下 2 用户 SC-FDMA-IDMA 系统和采用 16QAM 调制的 SC-FDMA 都可以实现 0.5 bit/码

片的传输效率，而 4 用户 SC-FDMA-IDMA 系统和采用 256QAM 调制的 SC-FDMA 都可以实现 1 bit/码片的传输效率。

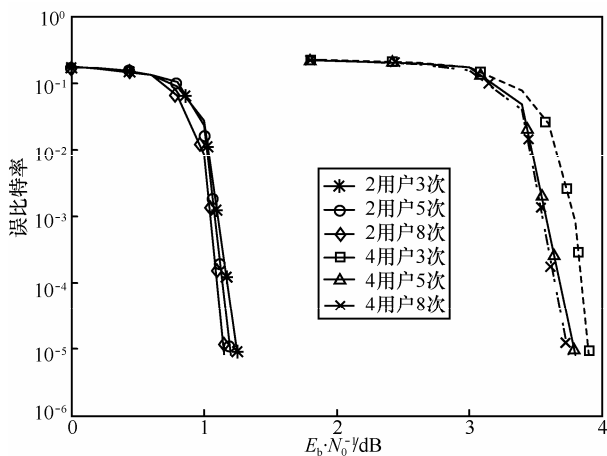


图 5 SC-FDMA-IDMA 系统中 IB-DFE 均衡的收敛性

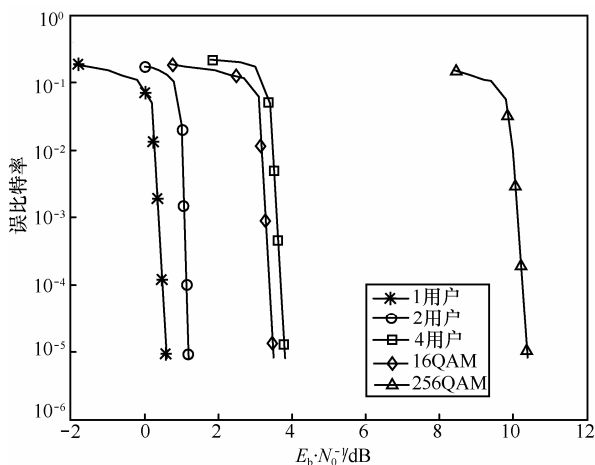


图 6 SC-FDMA-IDMA 系统和采用高阶调制的 SC-FDMA 系统的性能比较

从图中可以看出，SC-FDMA-IDMA 系统明显具有更好的性能。误比特率为  $10^{-5}$  时，2 用户的情况下 SC-FDMA-IDMA 系统的性能相对于 SC-FDMA 系统提高约 2.3 dB，4 用户的情况下提高约 6.6 dB。同时，从图中也可以看出，误比特率为  $10^{-5}$  时，1 用户、2 用户、4 用户情况下 SC-FDMA-IDMA 系统所需的信噪比分别为 0.6 dB、1.2 dB 和 3.8 dB，在系统容量快速提高的同时对信噪比的要求增长较缓慢，因此 SC-FDMA-IDMA 系统适合在低信噪比条件下通过多用户的同时传输实现系统容量的提升。

IB-DFE 均衡的性能受到相关系数估计准确度的较大影响。上述仿真中关于相关系数的计算都是

在假设发送信号已知的前提下完成的。但实际上接收端是无法获知发送信号的，但可以按照本文前面所述，利用发送信号的软估计值通过式(21)来估计相关系数。图 7 对采用原发送信号计算相关系数和利用发送信号的软估计值计算相关系数的 IB-DFE 均衡的性能进行了比较。从图中可以看出，由于采用式(21)的方法能够准确地估计相关系数，所以其性能比采用原发送信号计算相关系数时的性能下降很少。4 用户的时候下降相对多一点，但也不超过 0.2 dB。图 7 表明本文提出的相关系数估计方法是有效的。

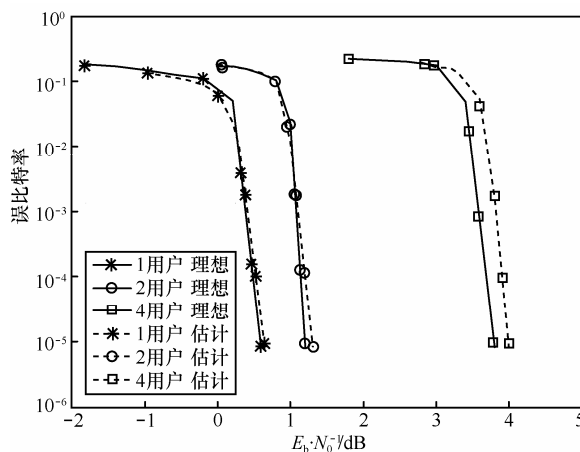


图 7 SC-FDMA-IDMA 系统中分别采用理想信号和软估计信号计算相关系数时 IB-DFE 均衡的性能比较

### 5.2 计算复杂度的比较

相对于 SC-FDMA 系统，SC-FDMA-IDMA 系统性能的改善是以一定的复杂度增加为前提的。从第 2 节可以看出，SC-FDMA-IDMA 系统的信号处理流程包括  $Q$  个检测阶段，每个检测阶段需要逐用户执行干扰抵消和反馈均衡。为保证在比较 2 种系统的计算复杂度时的公平性，假设 SC-FDMA 系统同样执行  $Q$  次迭代均衡。同时假设它们的容量是相同的，这意味着 SC-FDMA-IDMA 系统  $U$  个用户总码长和 SC-FDMA 系统一个用户的码长相同。

SC-FDMA-IDMA 系统的运算量主要表现在以下几个方面：1) 干扰抵消中的  $UQ$  次干扰抵消运算；2) 针对  $U$  个用户迭代次数为  $Q$  的迭代反馈均衡。由于初次迭代中没有反馈信号，因此各用户针对采用低阶调制的每个数据块的迭代均衡运算包括  $Q$  次均衡运算（包括前馈、反馈滤波器系数的计算和各子载波上的均衡，下同）、 $Q$  次 IDFT 运算及  $Q-1$  次 DFT 运算、 $Q$  次（解调+解交织+解扩）运

算及  $Q-1$  次 (扩频+交织+调制) 运算、 $Q$  次译码运算。总均衡运算量是上述运算量乘以  $U$ 。

SC-FDMA 系统的运算量表现为: 针对采用高阶调制每个数据块的  $Q$  次均衡运算、 $Q$  次 IDFT 运算及  $Q-1$  次 DFT 运算、 $Q$  次 (解调+解交织+解扩) 运算及  $Q-1$  次 (扩频+交织+调制) 运算、 $Q$  次译码运算。

由于 LDPC 的译码复杂度随码长的增长而近似成线性增长, 因此, SC-FDMA-IDMA 系统  $U$  个用户的  $U$  个数据块的译码运算量和 SC-FDMA 系统一个用户的一个数据块的译码运算量近似相等。另外, 同时也假设前者  $U$  个用户的一次 (解调+解交织+解扩 (或其逆运算)) 运算与后者一个用户的一次相应运算的运算量近似相等。这样, SC-FDMA-IDMA 系统运算量的增加主要体现为: 1)  $UQ$  次干扰抵消; 2)  $(U-1)Q$  次均衡运算、 $(U-1)Q$  次 IDFT 运算及  $(U-1)(Q-1)$  次 DFT 运算。当然, 上述增加量的计算都是针对采用 QPSK 调制的一个  $P$  点数据块而言的, 而且是以每用户信号处理的迭代次数都达到了最大次数  $Q$  为条件的。实际上, 由于干扰抵消过程中各用户信噪比的不断改善, 有些用户往往无需经过  $Q$  次迭代就能实现成功译码。由此可见 SC-FDMA-IDMA 系统运算量的增加是有限的。

## 6 结束语

SC-FDMA-IDMA 系统具有峰平比低、多用户检测运算简单、系统容量大等特点, 但由于采用单载波调制, 使系统在抗信道频率选择性深衰落方面面临很大的挑战。本文推导了适合于 SC-FDMA-IDMA 系统的迭代分组判决反馈均衡算法, 使系统抗频率选择性的能力大大增强, 从而进一步提高了系统总的传输容量。仿真研究表明, 采用 IB-DFE 均衡算法的 SC-FDMA-IDMA 是一种性能优越的非正交多址传输方式, 适合于在点对多点结构的上行通信方向中采用。

## 参考文献:

- [1] COVER T M. Elements of Information Theory[M]. New York: John Wiley & Sons, 1991.
- [2] PING L, GUO Q H, TONG J. The OFDM-IDMA approach to wireless communication systems[J]. IEEE Wireless Communications, 2007, 14(3):18-24.
- [3] TONG J, GUO Q H, PING L. Analysis and design of OFDM-IDMA systems[J]. European Transactions on Telecommunications, 2008, 19:561-569.
- [4] PING L, LIU L H, WU K Y, *et al.* Approaching the capacity of multiple access channels using interleaved low-rate codes[J]. IEEE Communications Letters, 2004, 8(1): 4-6.
- [5] LIU L H, TONG J, PING L. Analysis and optimization of CDMA systems with chip-level interleavers[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2006, 24(1):141-150.
- [6] PING L. Interleave division multiple-access[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2006, 5(4): 938-947.
- [7] XIONG X Z, LUO Z Q. SC-FDMA-IDMA: a hybrid multiple access scheme for LTE uplink[A]. IEEE Wireless Communications, Networking and Mobile Computing (WiCOM)[C]. Wuhan, China, 2011. 1-5.
- [8] BENVENUTO N, TOMASIN S. Iterative design and detection of a DFE in the frequency domain[J]. IEEE Transactions on Communications, 2005, 53(11):1867-1875.
- [9] BENVENUTO N, DINIS R, FALCONER D, *et al.* Single carrier modulation with nonlinear frequency domain equalization: an idea whose time has come again[J]. Proceeding of the IEEE, 2010, 98(1): 69-96.
- [10] ZHANG C, WANG Z C, YANG Z X, *et al.* Frequency domain decision feedback equalization for uplink SC-FDMA[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2010, 56(2): 253-257.
- [11] GUVENSEN G M, YILMAZ A O. A general framework for optimum iterative blockwise equalization of single carrier MIMO systems and asymptotic performance analysis[J]. IEEE Transactions on Communications, 2013, 61(2):609-619.
- [12] GOMES M, DINIS R, SILVA V, *et al.* Iterative frequency domain equalization for single carrier signals with magnitude modulation techniques[A]. IEEE Vehicular Technology Conference (VTC Fall)[C]. Québec City, Canada, 2012.1-5.
- [13] KIM D, KIM H M, IM G H. Iterative channel estimation with frequency replacement for SC-FDMA systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2012, 60(7):1877-1888.
- [14] AL-KAMALI F S, DESSOUKY M I, SALLAM B M, *et al.* Joint low-complexity equalization and carrier frequency offsets compensation scheme for MIMO SC-FDMA systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2012, 11(3):869-873.
- [15] KU M L, YEH H J. Channel equalization and chunk assignment schemes for LTE SC-FDMA systems in multipath channels[A]. IEEE International Conference on Communication Technology (ICCT)[C]. Chengdu, China, 2012.1166-1171.

## 作者简介:



刘德良 (1976-), 男, 湖南湘阴人, 博士, 中国人民解放军理工大学讲师, 主要研究方向为通信抗干扰、高速无线通信、多用户 MIMO 通信。

黄强 (1965-), 男, 浙江海宁人, 中国电子科技集团第二十八研究所副总工程师、研究员级高级工程师, 主要研究方向为通信抗干扰、联合战术无线通信。

徐大专 (1963-), 男, 江苏盐城人, 南京航空航天大学教授、博士生导师, 主要研究方向为通信信号处理、MIMO 无线通信、认知无线电等。