

SC-CDMA 上行异步链路用户级频域均衡方案

刘亮, 张彦仲, 邵定蓉, 李署坚

(北京航空航天大学 电子信息工程学院, 北京 100191)

摘 要: 针对频率选择性衰落信道, 通过利用虚拟子载波间的分集增益, 推导了上行异步链路最小均方误差准则 (MMSE) 下的线性最优用户级频域均衡; 通过分析其频域均衡 (FDE) 矩阵的特点, 进一步提出一种低复杂度的分块对角实现方法; 结合理论分析和仿真验证的方法对传统的载波级频域均衡, 所提出的用户级频域均衡以及低复杂度分块对角频域均衡 3 种方案从复杂度和性能 2 个方面进行了比较分析。结果表明, 用户级频域均衡性能明显优于传统的载波级频域均衡, 在存在载波频偏和远近效应的上行异步链路其优势更为明显, 实际系统设计时可以通过选择每个数据块内的符号数目来获得系统复杂度与性能的折衷。

关键词: 单载波码分多址; 频域均衡; 用户级最小均方误差; 频率选择性衰落信道

中图分类号: TN 911.5

文献标识码: B

文章编号: 1000-436X(2010)08A-0177-07

Per-user frequency domain equalization for SC-CDMA asynchronous uplink transmission

LIU Liang, ZHANG Yan-zhong, SHAO Ding-rong, LI Shu-jian

(School of Electronics and Information Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100191, China)

Abstract: An optimal linear FDE called per-user minimum-mean-square-error (PU-MMSE) FDE was derived for SC-CDMA uplink by equalizing all the virtual subcarriers jointly. After a short discussion on the PU-MMSE FDE, a low complexity block-diagonal PU-MMSE FDE was proposed by exploiting the inherent characteristics of the FDE matrix. By means of theoretical analysis and computer simulation, the conventional per-carrier MMSE (PC-MMSE) FDE, proposed PU-MMSE FDE and block diagonal PU-MMSE FDE were compared from the perspectives of complexity and performance. Results obtained show that the proposed PU-MMSE FDE significantly outperforms the conventional PC-MMSE FDE, particularly in asynchronous uplink with practical impairments including carrier frequency offset and near-far effect. Furthermore, owing to the low complexity block-diagonal PU-MMSE FDE, the number of symbols in each block can be carefully chosen to trade-off between system performance and complexity.

Key words: single carrier CDMA; frequency domain equalization; per-user minimum-mean-square-error; frequency-selective fading channel

收稿日期: 2010-06-01

基金项目: 国家建设高水平大学公派留学研究生基金资助项目 (2008602008); 新加坡南洋理工大学无线与定位中心研究基金资助项目

Foundation Items: State-Sponsored Overseas Study Project for Building High Level University (2008602008); Research-in-Advance Project in PWTC of Nanyang Technological University

1 引言

基于 RAKE 接收机的宽带 DS-CDMA 技术在第三代移动通信系统中得到了广泛的应用，但它只能支持几兆比特每秒数据率的业务。随着用户对宽带业务需求的增加，下一代移动通信系统 (4G) 需要提供更高速率的数据传输 (接近 1Gbit/s)^[1]，信道传输时延带来的频率选择性衰落将更加严重，传统的基于 RAKE 接收机和时域均衡器的 DS-CDMA 系统的性能会更加恶化，实现复杂度也大大提高^[2]。近年来，一种将 CDMA 与单载波频域均衡技术^[3] (SC-FDE) 相结合的多址方案：单载波码分多址 (SC-CDMA) 技术，可以有效地克服严重的频率选择性衰落，在对抗多径和多址干扰方面比 DS-CDMA 更加强健，具有比 OFDMA 更低的峰平比，对时间和频率协调的要求也比 TDMA/FDMA/OFDMA 低，成为下一代无线通信多址技术有力的竞争者^[4]。

SC-CDMA 较低的发射端处理复杂度和峰平比决定了其更适用于上行链路传输 (从移动终端到基站)。然而，已有的针对 SC-CDMA 的研究普遍针对下行同步链路，移动终端采用基于最小误差均方准则 (MMSE) 的单抽头载波级频域均衡 (PC-MMSE, per-carrier MMSE)^[5, 6]，它没有利用 CDMA 系统固有的扩频分集增益，因而只能获得次优性能。文献[7]针对 SC-CDMA 下行链路推导了基于 MMSE 的用户级频域均衡方案 (PU-MMSE, per-user MMSE)，但它仅考虑数据块长度等于扩频增益的特殊情况，且用户级频域均衡比载波级频域均衡复杂度高，增加了移动终端的负荷，不适合下行链路采用。

上行链路是异步链路，每个用户不仅到达时间不一致，无线传输信道也不尽相同，下行链路的 PC-MMSE 方法无法直接借鉴到上行链路中。针对上行链路，虽然文献[8, 9]提出了零多用户干扰的 SC-CDMA 方案，它利用块扩展(block spreading)^[8]或者二维扩展(two-dimensional spreading)^[9]的特殊结构在频域均衡之前完全消除多用户干扰，但这种方案需要在发射端插入大量的保护间隔且仅适用于低速或静止无线传输，实际系统中载波频偏或远近效应等非理想特性会严重破坏用户间的正交性，从而限制了其在实际移动通信系统中的应用。因此，针对上行链路研究低复杂度的用户级频域均衡

方案显得尤为重要。

本文针对频率选择性衰落信道，研究了 SC-CDMA 上行链路最优 PU-MMSE 频域均衡方案 (所有虚拟子载波进行 MMSE 联合检测)，通过分析 PU-MMSE 频域均衡矩阵的特点，进一步提出一种低复杂度的分块对角实现方法。最后，本文从复杂度和性能 2 个方面对 PC-MMSE 和 PU-MMSE 进行了比较，并仿真分析了实际系统中上行链路可能存在的异步特性，远近效应和载波频偏的影响。

为了方便描述，后文标记如下：向量和矩阵分别使用小写和大写黑体表示； $(\cdot)^*$, $(\cdot)^T$, $(\cdot)^H$, $(\cdot)^{-1}$, $\text{tr}(\cdot)$ 分别代表共轭，转置，共轭转置，求逆和求迹； $\lceil x \rceil$ 表示不小于 x 的最小整数； $E[\cdot]$ 表示期望； $\text{diag}\{\cdot\}$ 是对角矩阵； $C^n [R^n]$, $C^{m \times n} [R^{m \times n}]$ 分别代表 n 维实(复)矢量空间和 $m \times n$ 维实(复)矢量空间； I_N 表示 $N \times N$ 维单位矩阵； $O_{M \times N}$ 是 $M \times N$ 维零矩阵； \otimes 代表克罗内克 (Kronecker) 乘积。

2 系统模型与 PC-MMSE 频域均衡

本文采用码片级等效基带模型描述方法，不失一般性，文中假设接收机达到了精确的定时同步，并以码片速率 $1/T_c$ 对接收信号进行采样。在发射端，串行输入的数据比特流经过 MPSK 或者 MQAM 调制后被分割成长度为 Q 的数据块 $\mathbf{d}_u^{(i)} = [d_u^{(i)}(0), d_u^{(i)}(1), \dots, d_u^{(i)}(Q-1)]^T \in C^Q$ ，其中 $d_u^{(i)}(n)$ 表示用户 u 的第 i 个数据块中第 n 个调制符号。数据块 $\mathbf{d}_u^{(i)}$ 满足如下条件

$$\begin{cases} E[\mathbf{d}_u^{(i)}] = 0 \\ \mathbf{C}_{\mathbf{d}_u^{(i)}} = E[\mathbf{d}_u^{(i)}(\mathbf{d}_u^{(i)})^H] = \sigma_s^2 \mathbf{I}_Q \end{cases} \quad (1)$$

发射端循环前缀 (CP) 的插入消除了数据块间干扰 (IBI)，因此只需要对每个单独的数据块进行处理，为了描述方便，后文省略数据块索引 (i)。将 \mathbf{d}_u 与扩频增益为 L 的加扰扩频码 $\mathbf{c}_u = [c_{u,1}, c_{u,2}, \dots, c_{u,L}]^T$ 相乘生成发射信号 $\mathbf{s}_u \in C^N$ 。

$$\begin{aligned} \mathbf{s}_u &= [d_u(0)\mathbf{c}_u^T, d_u(1)\mathbf{c}_u^T, \dots, d_u(Q-1)\mathbf{c}_u^T]^T \\ &= (\mathbf{I}_Q \otimes \mathbf{c}_u) \cdot \mathbf{d}_u \\ &= \mathbf{\Omega}_u \mathbf{d}_u \end{aligned} \quad (2)$$

其中， $N = Q \times L$ 表示数据块的长度。

基于 FDE 的 SC-CDMA 上行链路接收机结构框图如图 1 所示，定义小区中用户到达基站最大时

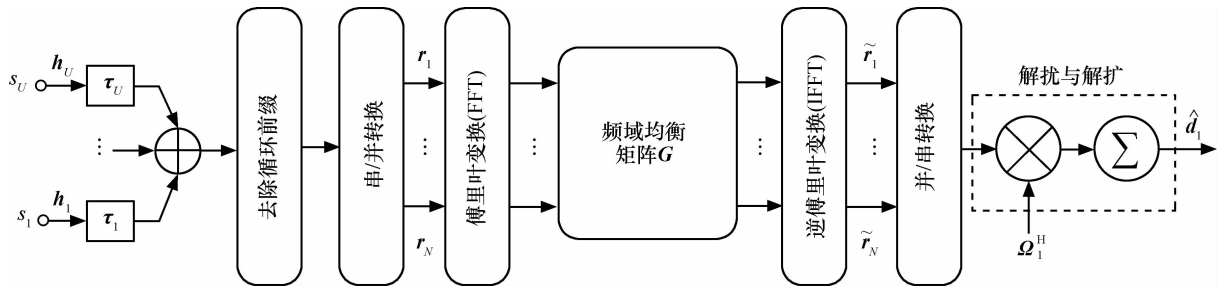


图 1 基于 FDE 的 SC-CDMA 上行链路接收机结构框

差和最大信道多径时延分别为 $\tau_{\max,t}$ 和 $\tau_{\max,p}$, 假设距离基站最远用户的最后一条路径到达时间仍落在循环前缀 CP 之内 (实际系统中, 基站可以通过测量用户到达时间和信道时延扩展进而调整用户的发射时间来实现这一假设), 使其满足 $\lceil (\tau_{\max,t} + \tau_{\max,p})/T_c \rceil \leq N_g$, N_g 表示循环前缀 CP 的长度。因此, 接收端去除 CP 后, 所有用户等效信道均退化为循环矩阵, 记为 H_u 。接收端对去除 CP 后的信号 r 首先进行 N 点 FFT 变换, 频率选择性衰落引起的虚拟子载波上的畸变通过频域均衡矩阵 G 进行补偿, 然后通过 N 点逆 FFT (IFFT) 变换将信号变回时域进行解扰和解扩, 不失一般性, 本文以检测用户 1 的信号 d_1 为例进行说明。

对于传统的 PC-MMSE 频域均衡, 均衡矩阵 G 为对角阵, 第 n 个子载波上的系数可以表示为^[10]

$$G_u(n) = \frac{\tilde{H}_u(n)^*}{|\tilde{H}_u(n)|^2 + \lambda^{-1}} \quad (3)$$

式中, $\tilde{H}_u(n)$ 表示用户 u 第 n 个虚拟子载波上的信道增益, λ 表示接收端信噪比, 下行链路 $\lambda = (U/N) \cdot (E_s/N_0)$, 上行链路 $\lambda = (E_s/N_0)/N$, E_s/N_0 表示符号能量与加性高斯白噪声 (AWGN) 单边功率谱密度的比值。

3 基于最小均方误差准则的用户级频域均衡 (PU-MMSE FDE)

传统 PC-MMSE 的频域均衡矩阵 G (见式 (3)) 由 SC-FDE 系统演化而来, 其设计准则是保证每个子载波上均方误差最小, 即 $\min_G E[|r - \tilde{r}|^2]$, 由于其频域均衡在解扩之前, 没有充分利用扩频系统提供的分集增益, 故从性能角度考虑是次优的。本节针对上行异步链路推导基于 MMSE 准则的最优线性频域均衡器 (用户级频域均衡器), 根据图 1, 基站接收到的信号 r 可以表示为

$$r = \sum_{u=1}^U H_u s_u + n = \sum_{u=1}^U H_u \Omega_u d_u + n \quad (4)$$

式中, n 表示 AWGN 且满足 $E[nn^H] = \sigma_n^2 I_N$ 。 r 通过 FFT 变换, 频域均衡, IFFT 变换以及解扩处理, 解调得到用户 1 的符号矢量 \hat{d}_1 为

$$\hat{d}_1 = \frac{1}{L} \Omega_1^H F^H G F r = \omega^H r \quad (5)$$

PU-MMSE 的本质就是寻找最佳的检测矢量 ω_{opt}^H , 使得发射符号 d_1 与估计符号 \hat{d}_1 之间的均方误差最小, 即

$$\omega_{\text{opt}}^H = \arg \min_{\omega} E[|d_1 - \hat{d}_1|^2] \quad (6)$$

根据维纳滤波理论^[9], 可得最佳检测矢量 ω_{opt}^H 为

$$\begin{aligned} \omega_{\text{opt}}^H &= \{\Re_{r,r}^{-1} \Re_{r,b_u}\}^H = \{E[r \cdot r^H]^{-1} E[r \cdot d_u^H]\}^H \\ &= (H_1 \Omega_1)^H \left\{ \sum_{u=1}^U (H_u \Omega_u \Omega_u^H H_u^H) + \frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2} I_N \right\}^{-1} \end{aligned} \quad (7)$$

循环矩阵 H_u 可以通过傅里叶变换进行对角化, 即

$$H_u = F^H D(\tilde{h}_u) F \quad (8)$$

式中, $F_{kn} = \exp(-j2\pi nk/N)/\sqrt{N}$ 表示归一化傅里叶变换矩阵, $D(\tilde{h}_u) = \text{diag}\{\tilde{H}_u(0), \tilde{H}_u(1), \dots, \tilde{H}_u(N-1)\}$ 。将式 (8) 代入式 (7), 并根据式 (1) 和式 (5) 进行简单变换可得最佳检测矢量 ω_{opt}^H 和等效频域均衡矩阵 G 为

$$\begin{aligned} \omega_{\text{opt}}^H &= \Omega_1^H F^H D(\tilde{h}_1) \\ &= \left\{ \sum_{u=1}^U D(\tilde{h}_u) (F \Omega_u) (F \Omega_u)^H D(\tilde{h}_u)^H + \frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2} I_N \right\}^{-1} F \quad (9) \\ G &= L D(\tilde{h}_1) \left\{ \sum_{u=1}^U D(\tilde{h}_u) (F \Omega_u) (F \Omega_u)^H D(\tilde{h}_u)^H + \frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2} I_N \right\}^{-1} \end{aligned} \quad (10)$$

针对式 (9) 和式 (10), 做以下几点特殊说明。

1) 虽然它们由上行异步链路模型出发推导得出, 但同样适用于下行同步链路, 当用户从基站同时发射且经历相同的无线信道传输, 即 $\mathbf{D}(\tilde{\mathbf{h}}) = \mathbf{D}(\tilde{\mathbf{h}}_1) \rightarrow \mathbf{D}(\tilde{\mathbf{h}}_j)$, 式 (9)、式 (10) 退化为下行同步链路条件下的最佳加权矢量 $\boldsymbol{\omega}_{\text{opt}}^{\text{H}}$ 和等效频域均衡矩阵 \mathbf{G} 。

2) 在下行同步链路传输中, 当 $U = L$ (系统满负荷) 时, 等效均衡矩阵 $\mathbf{G} = \mathbf{L}\mathbf{D}(\tilde{\mathbf{h}}_1)\{\mathbf{L}\mathbf{D}(\tilde{\mathbf{h}}_1)\mathbf{D}(\tilde{\mathbf{h}}_1)^{\text{H}} + \sigma_n^2/\sigma_s^2\mathbf{I}_N\}^{-1}$ 变为对角矩阵, 与 PC-MMSE FDE 矩阵 \mathbf{G} 相同。此外, 通过对比不难发现, 文献[7]针对下行链路得出的 PU-MMSE 仅是式(10)中当 $N = L$ 时的一个特例。

3) 通过上述 2) 的分析可以看出, \mathbf{G} 在 $U \neq L$ 的情况下不能简化为对角矩阵, 其维数 $N = Q \times L$ 随数据块长度 Q 的增大而增加。因此, 相比 PC-MMSE, PU-MMSE 中 N 维非对角矩阵求逆带来的复杂度不容忽视。

4 低复杂度分块对角 PU-MMSE FDE

通过第 2 节的分析可知 PU-MMSE 虽然从性能上是最优的, 但其等效频域均衡矩阵 \mathbf{G} 不再是对角矩阵 (单抽头频域均衡), 从而增加接收机复杂度。通过发掘式 (9) 和式 (10) 的特点, 提出一种低复杂度的分块对角 PU-MMSE (BD-PU-MMSE, block diagonal PU-MMSE) 频域均衡方案。

令 $\boldsymbol{\Gamma}_u = \mathbf{H}_u \boldsymbol{\Omega}_u \in \mathbb{C}^{N \times Q}$, 由于 \mathbf{H}_u 和 $\boldsymbol{\Omega}_u$ 均为分块循环矩阵, 其乘积 $\boldsymbol{\Gamma}_u$ 也为分块循环矩阵, 且具有以下形式:

$$\boldsymbol{\Gamma}_u = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\Gamma}_{u,1} & \boldsymbol{\Gamma}_{u,2} & \cdots & \boldsymbol{\Gamma}_{u,Q} \\ \boldsymbol{\Gamma}_{u,Q} & \boldsymbol{\Gamma}_{u,1} & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \boldsymbol{\Gamma}_{u,2} \\ \boldsymbol{\Gamma}_{u,2} & \cdots & \boldsymbol{\Gamma}_{u,Q} & \boldsymbol{\Gamma}_{u,1} \end{bmatrix}_{N \times Q} \quad (11)$$

式中 $\boldsymbol{\Gamma}_{u,i} \in \mathbb{C}^L$ 。循环矩阵可以通过傅里叶变换对角化, 根据文献[12]分块循环矩阵理论, 与式 (8) 类似, $\boldsymbol{\Gamma}_u$ 可以被块傅里叶矩阵 $\mathbf{F}_{(n)}$ 对角化, 定义 $\mathbf{F}_{(n)} = \mathbf{F}_Q \otimes \mathbf{I}_n$ 。

$\boldsymbol{\Gamma}_u$ 可分解为

$$\boldsymbol{\Gamma}_u = (\mathbf{F}_Q \otimes \mathbf{I}_L) \cdot \text{diag}\{\boldsymbol{\Theta}_{u,1}, \boldsymbol{\Theta}_{u,2}, \dots, \boldsymbol{\Theta}_{u,Q}\} \cdot (\mathbf{F}_Q \otimes \mathbf{I}_1) \quad (12)$$

式中, 分块矩阵对角线元素 $\boldsymbol{\Theta}_{u,q} (q=1, 2, \dots, Q)$ 均为

$L \times 1$ 维矩阵, 且满足如下等式:

$$\mathbf{F}_{(L)} \boldsymbol{\Gamma}_u(:, 1) = [\boldsymbol{\Theta}_{u,1}^T \ \boldsymbol{\Theta}_{u,2}^T \ \cdots \ \boldsymbol{\Theta}_{u,Q}^T]^T \quad (13)$$

根据式 (7), 令 $\boldsymbol{\Theta}_u = \text{diag}\{\boldsymbol{\Theta}_{u,1}, \boldsymbol{\Theta}_{u,2}, \dots, \boldsymbol{\Theta}_{u,Q}\}$, 最佳检测矢量 $\boldsymbol{\omega}_{\text{opt}}^{\text{H}}$ 可以简化为

$$\boldsymbol{\omega}_{\text{opt}}^{\text{H}} = \mathbf{F}_{(1)}^{\text{H}} \boldsymbol{\Theta}_1^{\text{H}} \left\{ \sum_{u=1}^U \boldsymbol{\Theta}_u \boldsymbol{\Theta}_u^{\text{H}} + \frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2} \mathbf{I}_N \right\}^{-1} \mathbf{F}_{(L)} \quad (14)$$

比较式 (9) 和式 (14) 可以看出, 式 (9) 中复杂度最高的 $N = QL$ 维非对角矩阵求逆计算简化为式 (14) 中 Q 个 L 维矩阵的求逆, 从而降低了复杂度。值得注意的是, 低复杂度的 BD-PU-MMSE 推导过程并没有对 PU-MMSE 进行任何近似和假设, 从性能角度考虑, 它们是完全等效的。

5 性能与复杂度分析

5.1 性能分析

通过分析 PU-MMSE FDE 的符号均方误差 (MSE) 来评估系统的性能。由于 PU-MMSE 与低复杂度的 BD-PU-MMSE 性能相同, 仅从 BD-PU-MMSE 出发研究。根据式 (1) 和式 (14), 可以得出误差矢量 $\mathbf{d}_1 - \hat{\mathbf{d}}_1$ 的协方差矩阵为

$$\begin{aligned} \mathbf{C}_{\text{MSE}} &= \text{E}[(\mathbf{d}_1 - \hat{\mathbf{d}}_1)(\mathbf{d}_1 - \hat{\mathbf{d}}_1)^{\text{H}}] \\ &= \sigma_s^2 \mathbf{I}_Q - \sigma_s^2 \mathbf{F}_{(1)}^{\text{H}} \boldsymbol{\Theta}_1^{\text{H}} \left\{ \sum_{u=1}^U \boldsymbol{\Theta}_u \boldsymbol{\Theta}_u^{\text{H}} + \frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2} \mathbf{I}_N \right\}^{-1} \boldsymbol{\Theta}_1 \mathbf{F}_{(1)} \end{aligned} \quad (15)$$

因此, 系统符号平均 MSE 可以表示为

$$\text{MSE} = \frac{1}{Q} \text{tr}\{\mathbf{C}_{\text{MSE}}\} \quad (16)$$

5.2 计算复杂度分析

下面比较 PC-MMSE, PU-MMSE 以及 BD-PU-MMSE 的计算复杂度, 由于 3 种方案可以采用相同的信道估计算法, 这里计算复杂度分析只考虑接收机均衡模块的复杂度, 且仅计算复杂度最高的复乘运算。PU-MMSE FDE 和 BD-PU-MMSE FDE 均包含了非对角矩阵的求逆运算, 根据高斯消去法, 求逆运算分别需要 $o(N^3)$ 和 $o(L^3)$ 数量级的复乘运算。但注意到需要求逆的矩阵均为托普利兹矩阵, 根据 Schur 类型^[13]的方法, 可以将复杂度分别降低至 $o(N^2)$ 和 $o(L^2)$, 为了方便比较, 取它们复杂度值分别为 κN^2 和 κL^2 (κ 表示复杂度加权因子)。表 1 给出了 3 种频域均衡方案的复杂度对比。

表 1 计算复杂度对比

	2 个特殊情况		一般情况	
	$L=1, Q=N$ (SC-FDE)	$Q=1, L=N$ [7]	$N=QL, Q \neq 1, L \neq 1$	平均每个符号计算量 ($N \gg Q$)
PC-MMSE	$2N \text{lb} N + N$	$2N \text{lb} N + N$	$2N \text{lb} N + N$	$\approx o(L \text{lb} N)$
PU-MMSE	$2N \text{lb} N + N$	$2N \text{lb} N + \kappa N^2$	$2N \text{lb} N + \kappa N^2$	$\approx o(LN)$
BD-PU-MMSE	$2N \text{lb} N + N$	$2N \text{lb} N + \kappa N^2$	$N \text{lb} Q + Q \cdot \kappa L^2 + Q \text{lb} Q$	$\approx o(L)$

从表 1 可以看出, 通常情况下 3 种方案的复杂度关系为: $C_{\text{PC-MMSE}} < C_{\text{BD-PU-MMSE}} < C_{\text{PU-MMSE}}$, 随着每个数据块所含符号个数 Q 的增加, BD-PU-MMSE 在复杂度方面比 PU-MMSE 的优势增加, 当 Q 增大到 N 时, $C_{\text{PC-MMSE}} = C_{\text{BD-PU-MMSE}}$, 复杂度降至最低。另一方面, 随着 Q 的减小, BD-PU-MMSE 的复杂度反而增大, 当 Q 减小到 1 时, $C_{\text{BD-PU-MMSE}} = C_{\text{PU-MMSE}}$ 。因此可以得出: 当数据块长度 N 固定不变的情况下, 采用较大的 Q 可以获得更低的复杂度, 但同时较大的 Q 会带来较小的扩频增益 L , 系统性能也从最优向次优靠近。因而, 如何选择 N, Q, L 使得系统复杂度与性能更好的折衷是实际系统设计的关键。

6 系统仿真与讨论

本节对 SC-CDMA 多用户上行异步链路进行数值分析和蒙特卡罗仿真, 系统参数设置见表 2。首先根据式(15)的理论结果对理想条件下 PC-MMSE 和 PU-MMSE 的 MSE 性能进行数值分析, 然后进一步地对它们在非理想条件(系统存在异步用户, 载波频偏和远近效应)下的比特误码率(BER)进行蒙特卡罗仿真。

表 2 系统仿真参数设置

系统参数		系统仿真参数设置
系统参数	载波速率	5GHz
	码片速率	200MHz
	归一化多普勒频移	$f_d T_s (N+N_g) = 0.001$
	非理想条件	载波频偏/远近效应
发射机	调制方式	QPSK
	FFT 点数	$N=64$
	扩频码	长度 $L=32$ 沃尔什码
	循环前缀	$N_g=16$ 下行链路 $N_g=32$ 上行链路
	扰码	长度为 4 095 PN 码
无线信道	衰落	准静止频率选择性衰落
	功率时延模型	16 抽头归一化功率时延模型
接收机	频域均衡	PC-MMSE FDE BD-PU-MMSE FDE
	信道估计	理想

图 2 给出了上行链路 PC-MMSE 和 PU-MMSE 符号均方误差的性能曲线。在系统用户数 $U=1$ 的情况下, 两者 MSE 性能差距不大, 但随着用户数的增加, PU-MMSE 的优势逐渐呈现出来, 在系统满负荷 $U=L=32$ 的情况下, PC-MMSE 的 MSE 持续保持在很高的值, 无法正常工作(以上特点在图 3 BER 结果中得以更好呈现)。

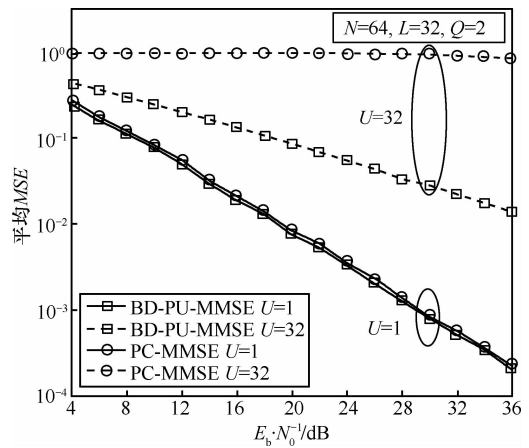


图 2 上行链路符号均方误差 (MSE) 性能曲线

首先, 考虑理想条件下的 BER 性能(无载波频偏和远近效应)。图 3 给出了上行和下行链路 $E_b/N_0 = 10 \text{ dB}$ 条件下, 传统 PC-MMSE FDE 和本文提出的 PU-MMSE FDE 的 BER 随用户数 U 的变化曲线。从图中可以清晰地看出, 当 $U > 1$ 时, PU-MMSE FDE 性能明显优于 PC-MMSE FDE, 这种性能优势在上行链路更加明显, 通过第 2、3 节分析不难发现其原因: 上行链路用户间时间和相位的异步特性严重破坏了扩频码的正交性, 带来严重的多径和多用户干扰, 这一影响对没有利用扩频码分集增益的 PC-MMSE FDE 更加致命。另一方面, 下行链路满负荷情况下 PU-MMSE 的 BER 与 PC-MMSE 相同(其等效频域均衡矩阵 \mathbf{G} 相同), 这与第 3 节 2) 中理论分析结果吻合。

其次, 研究 CDMA 系统中固有的远近效应(NFE)

对系统的影响，仿真中假设基站接收到干扰用户与检测用户功率的比值均匀分布在 $[-5\text{dB } 5\text{dB}]$ 之间。针对满负荷上行链路，图 4 给出了远近效应对 PC-MMSE FDE 和 PU-MMSE FDE 的影响。曲线表明，系统满负荷带来的多用户干扰使得 PC-MMSE FDE 在 E_b/N_0 为任何值时都无法正常工作。相反，PU-MMSE FDE 具有较好的性能，即使在存在远近效应的情况下，系统也没有出现明显的误码平台。

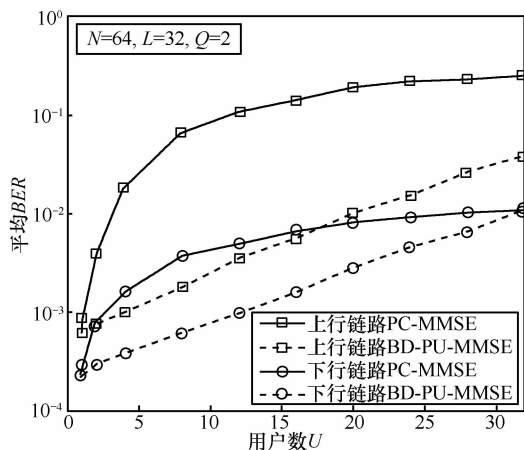


图 3 上、下行链路 BER 与用户数 U 关系曲线

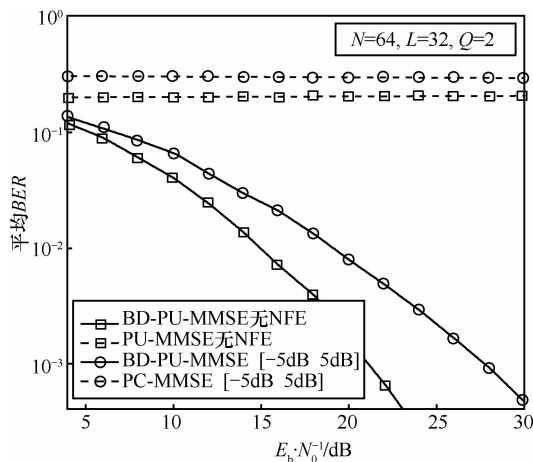


图 4 远近效应对上行链路性能的影响 (满负荷 $U=L$)

在实际系统中除了远近效应对 SC-CDMA 系统产生很大的影响外，由于 SC-CDMA 采用 FDE 块传输处理方法，由接收机本地振荡器的不稳定或多普勒效应引起的载波频率偏移会破坏虚拟子载波间的正交性，同样严重影响系统性能。图 5 针对上行链路研究了载波频偏对 PU-MMSE FDE 和 PC-MMSE FDE 的影响，仿真中假设接收端每个用户存在均匀分布在 $[0, \epsilon]$ 之间的残余载波频偏。从图中可以看出，PU-MMSE FDE 可以很好的工作且在

$\epsilon \leq 0.1$ 时对载波频偏呈现出一定的强健性，而 PC-MMSE FDE 即使在 $1/4$ 系统负荷的情况下依然产生严重的误码平台。

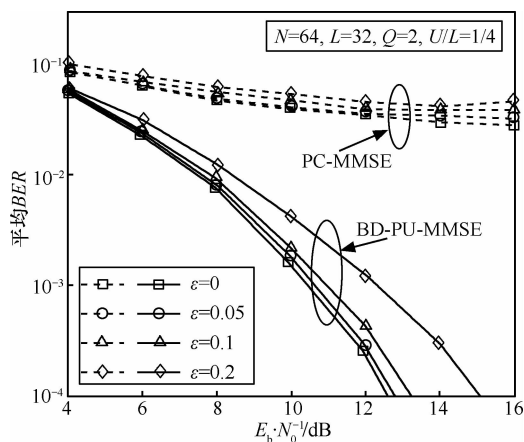


图 5 载波频偏对上行链路性能的影响 ($U=L/4$)

7 结束语

通过利用 SC-CDMA 系统固有的码分集增益，本文提出了一种新的基于 MMSE 准则的最优线性用户级频域均衡 (PU-MMSE FDE) 方案，它更好地抑制了上行异步链路码正交性破坏带来的多径和多址干扰。进一步地，针对 PU-MMSE 复杂度较高的缺点，提出了一种无性能损失的低复杂度实现方法。研究表明，PU-MMSE FDE 明显优于传统的 PC-MMSE FDE，在系统存在载波频偏，远近效应非理想条件的情况下优势更加明显。另外，可以将本文提出的 PU-MMSE FDE 与先进的非线性均衡方法 (如判决反馈均衡、迭代均衡^[14]) 或多用户检测方法 (如干扰抵消^[15]) 结合，将多址和多径干扰完全消除，使其性能接近匹配滤波下限。

参考文献:

- [1] ADACHI F, SAWAHASHI M, SUDA H. Wideband DS-SS-CDMA for next-generation mobile communications systems[J]. IEEE Communications Magazine, 1998, 36(9): 56-69.
- [2] YUNGSOO K, et al. Beyond 3G: vision, requirements, and enabling technologies[J]. IEEE Communications Magazine, 2003, 41(3): 120-124.
- [3] FALCONER D, ARIYAVISITAKUL S L, BENYAMIN-SEEYAR A, et al. Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems[J]. IEEE Communication Magazine, 2002, 40(4): 58-66.

- [4] ADACHI F, TAKEDA K, TOMEBA H. Frequency-domain equalization for broadband single-carrier multiple access[J]. IEICE Transactions on Communications, 2009, E92-B(5) :1441-1456.
- [5] AL-KAMALI F S, *et al.* Performance evaluation of cyclic prefix CDMA systems with frequency domain interference cancellation [J]. Digital Signal Processing, 2009, 19(1): 2-13.
- [6] GARG D, ADACHI F. Packet access using DS-SS-CDMA with frequency-domain equalization[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2006, 24(1): 161-170.
- [7] TAO L, *et al.* A novel MMSE detection technique for DS-SS-CDMA[A]. International Conference on Information, Communications & Signal Processing[C]. Singapore, 2007.
- [8] ZHOU S, GIANNAKIS G B. Chip-interleaved block-spread code division multiple access[J]. IEEE Trans Wireless Commun, 2002, 50(2): 235-248.
- [9] PENG X, PNG K B, LI Z, *et al.* Two-layer spreading CDMA: an improved method for broadband uplink transmission[J]. IEEE Trans Vehicular Tech, 2008, 57(6): 3563-3577.
- [10] ADACHI F, *et al.* Broadband CDMA techniques[J]. IEEE Wireless Communications, 2005, 12(2): 8-18.
- [11] HAYKIN S. Adaptive Filter Theory [M]. Enflewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1991.
- [12] DAVIS P J. Circulant Matrices[M]. New York: John-Wiley, 1979.
- [13] KAILATH T. Operator Theory: Advances and Applications[M]. Cambridge, MA: Birkhauser, 1986.
- [14] LIU H, SCHNITER P. Iterative frequency domain channel estimation and equalization for single-carrier transmission without cyclic-prefix[J]. IEEE Wireless Communications, 2008, 7(10) : 3686-3691.
- [15] HAYASHI K, SAKAI H. Co-channel interference cancellation for downlink block transmission with cyclic prefix[A]. IEEE Vehicular Technology Conference[C]. Singapore, 2008.

作者简介:



刘亮 (1983-), 男, 江苏徐州人, 北京航空航天大学博士生, 主要研究方向为无线通信中的信号处理、频域均衡、多址通信以及卫星导航定位技术。

张彦仲 (1940-), 男, 陕西三原人, 中国工程院院士, 北京航空航天大学教授、博士生导师, 主要研究方向为航空系统工程。

邵定蓉 (1937-), 男, 江苏宜兴人, 北京航空航天大学教授、博士生导师, 主要研究方向为通信与电子系统。

李署坚 (1952-), 男, 湖南湘潭人, 北京航空航天大学教授、硕士生导师, 主要研究方向为扩频通信、导航与定位技术。