

交织码分与频分复用上行链路中采样时钟偏差影响及补偿

丁丹, 程乃平, 廖育荣

(装备学院 光电装备系, 北京 101416)

摘要: 为解决交织码分与频分复用(I-CFDMA, interleaved code and frequency division multiple access)上行链路中采样时钟的同步问题, 构建了 I-CFDMA 上行链路系统模型, 探讨了采样时钟偏差(SCO, sample clock offset)给系统模型带来的扰动, 并定量分析了由 SCO 引起的信号时移、信号相移、多用户干扰(MUI, multi-user interference)和子载波间干扰(ICI, inter-carrier interference); 在此基础上提出了 I-CFDMA 上行链路中多用户 SCO 的补偿方法, 一方面根据各用户的 SCO 对相关度量函数进行必要修正, 另一方面提出一种基于和声搜索的多用户检测(MUD, multi-user detection)算法, 其效率高于常用的遗传算法, 性能接近无 SCO 时的最优检测, 而运算量仅为最优检测的 $\frac{1}{64}$ 。计算机仿真结果验证了所得结论。

关键词: 单载波频分多址; 采样时钟偏差; 多用户检测; 和声搜索

中图分类号: TN914.4

文献标识码: A

Impact and compensation of sample clock offset in I-CFDMA uplink

DING Dan, CHENG Nai-ping, LIAO Yu-rong

(Department of Optical and Electronic Equipment, Academy of Equipment, Beijing 101416, China)

Abstract: To achieve the sample clock synchronization in the interleaved code and frequency division multiple access (I-CFDMA) uplink, the I-CFDMA uplink model was established, and the disturbance of the sample clock offset (SCO) on the system model was discussed, in addition, the signal time shift, phase rotation, multi-user interference (MUI) and inter-carrier interference (ICI) caused by SCO were analyzed quantitatively. On this basis, a compensation method of multi-user SCO was proposed. For one thing, the relevant metric function was modified considering the SCO of each user; for another thing, a multi-user detection (MUD) algorithm based on harmony search was proposed. This algorithm has a higher efficiency than the commonly-used genetic algorithm (GA), as well as a performance approximate to that of optimal detection without SCO but with $\frac{1}{64}$ computational burden. The computer simulation results validate the conclusions obtained.

Key words: SC-FDMA; sample clock offset; multi-user detection; harmony search

1 引言

众所周知, I-FDMA 是采用交织式子载波映射方式的单载波频分多址 SC-FDMA^[1~5], 是一种具有理想单载波信号峰均比(PAPR, peak to average power ratio)的正交多载波频分复用(OFDM, orthogonal frequency division multiple)技术, 而将 I-FDMA 与 CDMA 融合, 就形成了 I-CFDMA 技术^[6,7]。

CDMA 的引入不仅能增强抗干扰能力, 而且也可扩展用户容量, 使 I-CFDMA 非常适用于移动通信。

作为一种 OFDM 的扩展, I-CFDMA 难免会继承对 SCO 敏感的弱点, 而目前却尚无文献专门研究 I-CFDMA 系统中的 SCO 同步技术。SCO 同步包括估计和补偿 2 个阶段, 文献[8~10]研究了 OFDM 系统中 SCO 的估计和补偿方法, 所提出的估计方法适用于 I-CFDMA 上、下行链路, 因为可将

收稿日期: 2014-11-10; 修回日期: 2014-12-31

基金项目: 国家高技术研究发展计划(“863”计划)基金资助项目(2014AA7011071)

Foundation Item: The National High Technology Research and Development Program of China (863 Program) (2014AA7011071)

I-CFDMA 信号视为一种 OFDM 信号。然而，这些文献所使用的补偿方法却只适用于 I-CFDMA 下行链路，因为下行链路接收端只存在一个 SCO，直接调整接收端采样时钟的频率和相位即可实现补偿；而在 I-CFDMA 上行链路中，各用户钟源不同，接收端虽可估计出各用户的 SCO，却无法通过调整采样时钟的方法来同时补偿多用户 SCO。LTE^[4,5]上行链路也存在多用户 SCO，其补偿方法是各用户根据基站下发的指令调整自身的采样时钟，但其代价是控制协议的复杂和信令资源的消耗。因此，本文研究如何在上行链路接收端直接补偿 SCO。另外，I-CFDMA 系统有着比 OFDM 系统更多的处理环节，需进一步分析 SCO 经过这些环节所产生的影响。

2 系统模型

I-CFDMA 上行链路发送端和接收端模型如图 1 所示。假设总子载波数为 N ，有 U 个码分用户共用其中的 M 个子载波，那么在用户 $u \in [1, U]$ 的发送端，先对数据进行扩频，令这 U 个用户的数据向量和用户 u 的扩频向量分别为

$$\mathbf{b}_n = [b_n^{(1)}, b_n^{(2)}, \dots, b_n^{(U)}]^T, n \text{ 为采样时刻索引} \quad (1)$$

$$\mathbf{c}^{(u)} = [c_0^{(u)}, c_1^{(u)}, \dots, c_{M-1}^{(u)}]^T, \text{ 扩频因子等于子载波集大小 } M \quad (2)$$

扩频后进入 I-FDMA 发射流程，包括 M 点 DFT 变换、交织式子载波映射、 N 点 IFFT 变换、插入循环前缀(CP, cyclic prefix)和功率归一化调整，得到用户 u 的发送信号如式(3)所示。

$$s_n^{(u)} = \frac{1}{2} \frac{N}{M} \tilde{\mathbf{D}}_N \mathbf{A} \mathbf{D}_M \mathbf{c}^{(u)} b_n^{(u)} \quad (3)$$

其中， $\tilde{\mathbf{D}}_N$ 为 N 点 IFFT 运算矩阵； \mathbf{D}_M 代表 M 点 DFT 运算矩阵； \mathbf{A} 为交织式子载波映射矩阵^[1]。

在接收端，假设同步理想，经过去 CP、 N 点 FFT 后得到

$$\mathbf{y}_n = \mathbf{D}_N \left(\sum_{u=1}^U s_n^{(u)} + \mathbf{z} \right) = \frac{1}{2} \frac{N}{M} \mathbf{A} \mathbf{D}_M \sum_{u=1}^U \mathbf{c}^{(u)} b_n^{(u)} + \mathbf{D}_N \mathbf{z} \quad (4)$$

其中， \mathbf{z} 是加性复高斯白噪声向量。

令 $\tilde{\mathbf{A}} = (\mathbf{A})^T$ 为子载波解映射矩阵，那么接收端 M 点 IDFT 运算的输出向量为

$$\mathbf{t}_n = \tilde{\mathbf{D}}_M \tilde{\mathbf{A}} \mathbf{y}_n = \frac{1}{2} \frac{N}{M} \sum_{u=1}^U \mathbf{c}^{(u)} b_n^{(u)} + \tilde{\mathbf{D}}_M \tilde{\mathbf{A}} \mathbf{D}_N \mathbf{z} \quad (5)$$

将 \mathbf{t}_n 分别经过 U 路匹配相关可得到

$$\mathbf{r}_n = [r_n^{(1)}, r_n^{(2)}, \dots, r_n^{(U)}]^T, \text{ 其中, } r_n^{(u)} = (\mathbf{c}^{(u)})^H \mathbf{t}_n. \text{ 再进行多用户检测}^{[12]}, \text{ 即可解出各用户的数据, 如式(6)所示.}$$

$$\hat{\mathbf{b}}_n = \arg \max_{b_n^{(u)} \in \{+1, -1\}} \{C(\mathbf{r}_n, \mathbf{b}_n)\} = \arg \max_{b_n^{(u)} \in \{+1, -1\}} \{2\mathbf{r}_n \mathbf{b}_n - \mathbf{b}_n^T \mathbf{R} \mathbf{b}_n\} \quad (6)$$

其中， $\hat{\mathbf{b}}_n = [\hat{b}_n^{(1)}, \hat{b}_n^{(2)}, \dots, \hat{b}_n^{(U)}]^T$ 为最终解出的 U 个用户数据组成的向量， \mathbf{R} 为相关矩阵。最优检测计算量过大，较为经济的做法是采用最优化算法（如遗传算法^[13,14]等）对相关度量函数 $C(\mathbf{r}_n, \mathbf{b}_n)$ 进行寻优。

3 SCO 影响分析

3.1 系统模型扰动分析

令用户 u 在发送端的采样频率和采样周期分别

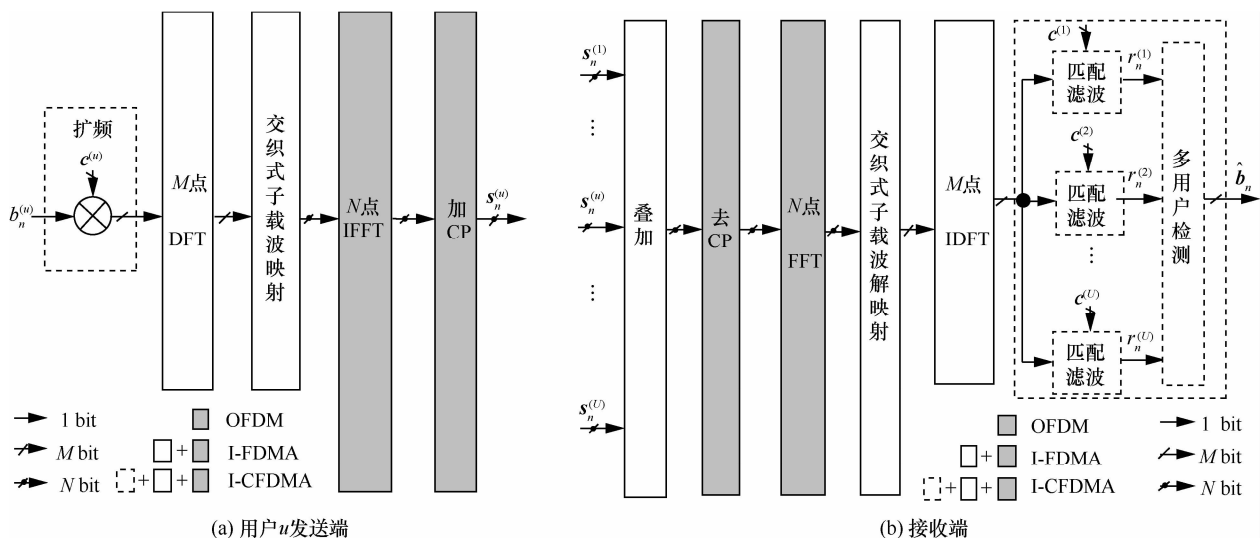


图 1 I-CFDMA 上行链路传输模型

为 $f_s^{(u)}$ 和 $T_s^{(u)}$ ，二者关系为 $f_s^{(u)} = \frac{1}{T_s^{(u)}}$ ，各用户有着

不同的 $f_s^{(u)}$ 和 $T_s^{(u)}$ 。接收端 SCO 的存在会造成对接接收信号的重采样，导致式(4)不再成立。令接收端第 1 帧($n=1$)信号采样时刻为

$$t_1'(m) = (m-1)T_s' + t_0 \quad (7)$$

其中， $m=1,2,\dots,N$ ， T_s' 为接收端采样周期， t_0 为初始采样时间偏差。对于后续帧($n=2,3,\dots$)，采样时刻将随帧变化，可表示为

$$t_n'(m) = (m-1)(T_s^{(u)} - \Delta T_s^{(u)}) + t_0 - (n-1)(L_{CP} + N)\Delta T_s^{(u)} \quad (8)$$

式中， L_{CP} 为 CP 长度， $\Delta T_s^{(u)} = T_s^{(u)} - T_s'$ ， $\varepsilon^{(u)} = \frac{\Delta T_s^{(u)}}{T_s^{(u)}}$ 。N 点 FFT 后用户 u 的信号可表示为

$$y_n^{(u)}(m) = \sum_{l=0}^{N-1} s_n^{(u)}(l) e^{j2\pi \frac{l}{N} \left[(m-1)(1-\varepsilon^{(u)}) + \frac{t_0}{T_s^{(u)}} - (n-1)(L_{CP} + N)\varepsilon^{(u)} \right]} \quad (9)$$

基于上述分析可知，系统模型会受到 SCO 的扰动，再考虑各用户信道的影响，令 $N \times N$ 阶循环矩阵 $\mathbf{H}^{(u)}$ 为用户 u 经历的信道矩阵，则式(4)和式(5)需分别改为

$$\mathbf{y}_n = \sum_{u=1}^U \left[\mathbf{G}_N^{(u)} \mathbf{D}_m^{(u)} \mathbf{H}^{(u)} \mathbf{s}_n^{(u)} \right] + \mathbf{D}_N \mathbf{z} \quad (10)$$

$$\mathbf{t}_n = \sum_{u=1}^U \left[\mathbf{J}_n^{(u)} \mathbf{c}^{(u)} \mathbf{b}_n^{(u)} \right] + \tilde{\mathbf{D}}_M \tilde{\mathbf{A}} \mathbf{D}_N \mathbf{z} \quad (11)$$

其中，

$$\mathbf{G}_N^{(u)}(i, j) = (\mathbf{D}_N(i, j))^{(1-\varepsilon^{(u)})}, i, j=1, 2, \dots, N \quad (12)$$

$$\mathbf{D}_n^{(u)} = \begin{bmatrix} e^{j2\pi \frac{0}{N} \phi_n^{(u)}} & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & e^{j2\pi \frac{N-1}{N} \phi_n^{(u)}} \end{bmatrix}$$

$$\phi_n^{(u)} = \frac{t_0}{T_s^{(u)}} - (n-1)(L_{CP} + N)\varepsilon^{(u)} \quad (13)$$

$$\mathbf{J}_n^{(u)} = \frac{1}{2} \frac{N}{M} \tilde{\mathbf{D}}_M \tilde{\mathbf{A}} \mathbf{G}_N^{(u)} \mathbf{D}_n^{(u)} \mathbf{H}^{(u)} \tilde{\mathbf{D}}_N \mathbf{A} \mathbf{D}_M \quad (14)$$

3.2 信号畸变分析

将式(9)展开，可得接收端 N 点 FFT 之后用户 u 的信号表达式为

$$y_n^{(u)}(m) = p_n^{(u)}(m) e^{-j\frac{2\pi m \phi_n^{(u)}}{N}} e^{j\pi \frac{N-1}{N} m \varepsilon^{(u)}} F^{(u)}(m) +$$

$$\sum_{\substack{i=0 \\ i \neq m}}^{N-1} p_n^{(u)}(i) e^{-j\frac{2\pi i \phi_n^{(u)}}{N}} e^{j\pi \frac{N-1}{N} (i(1+\varepsilon^{(u)})-m)} E^{(u)}(m) + \eta^n \quad (15)$$

其中，

$$F^{(u)}(m) = \frac{\sin \left[\frac{\pi m \varepsilon^{(u)}}{N} \right]}{N \sin \left[\frac{\pi m \varepsilon^{(u)}}{N} \right]} \quad (16)$$

$$E^{(u)}(m) = \frac{\sin \left[\frac{\pi (i(1+\varepsilon^{(u)})-m)}{N} \right]}{N \sin \left[\frac{\pi (i(1+\varepsilon^{(u)})-m)}{N} \right]} \quad (17)$$

$p_n^{(u)}(m)$ 为向量 $\mathbf{p}_n^{(u)} = \mathbf{A} \mathbf{D}_M \mathbf{c}^{(u)} \mathbf{b}_n^{(u)}$ 的元素，代表发送端调制在各子载波上的数据。式(15)中第 1 项为受到乘性干扰的有用信号，第 2、3 项分别为 ICI 和噪声项 η^n 。后续还要经过子载波逆映射、M 点 IDFT 以及解扩 3 个重要环节，这些环节会对有用信号产生进一步的影响。

ICI 项和噪声项经过后续环节仍可视作加性噪声，文献[11]对其进行深入分析，本文重点考察有用信号项的乘性干扰。经交织式子载波解映射后，用户 u 的有用信号为

$$y_n^{(u)}(l) = e^{-j\frac{2\pi l \phi_n^{(u)}}{N}} e^{j\pi \frac{N-1}{N} l \varepsilon^{(u)}} e^{-j\frac{2\pi l}{M} \left(\phi_n^{(u)} + \frac{1-N}{2} \varepsilon^{(u)} \right)} p_n^{(u)}(l) F_1^{(u)}(m) \quad (18)$$

$l = 0, 1, 2, \dots, M-1$

其中，

$$F_1^{(u)}(m) = \frac{\sin \left[\frac{\pi (lQ + u) \varepsilon^{(u)}}{N} \right]}{N \sin \left[\frac{\pi (lQ + u) \varepsilon^{(u)}}{N} \right]} \quad (19)$$

这相当于以间隔 M 对 $F^{(u)}(m)$ 进行采样，再经 M 点 IDFT 得

$$t_n^{(u)}(m) = e^{-j\frac{\pi m}{N} (2\phi_n^{(u)} + (1-N)\varepsilon^{(u)})} x^{(u)}(m - \phi_n^{(u)} - \frac{1-N}{2} \varepsilon^{(u)}) \odot f_1^{(u)}(m) \quad (20)$$

其中， $f_1^{(u)}(m) = \text{IDFT}_M[F_1^{(u)}(m)]$ ， \odot 表循环卷积。

由上式可知，采样定时偏差不仅会引入 ICI，而且会给有用信号引入相位旋转和时间偏移，导致解扩结果偏离相关曲线的峰值；另外，不同的 SCO 还会造成不同的乘性干扰 $f_1^{(u)}(m)$ ，其后果相当于经过不同的频率选择性信道，这会破坏各用户伪码之间的相关性，从而引入多用户干扰。

4 SCO 补偿方法

4.1 相关度量函数修正

接收端 M 点 IDFT 之后、解扩前的多用户叠加信号可建模为

$$\mathbf{t}_n = \sum_{u=1}^U \sqrt{\xi^{(u)}} b_n^{(u)} \mathbf{c}'^{(u)} + \tilde{\mathbf{z}} \quad (21)$$

其中, $\xi^{(u)}$ 为用户 u 每比特信号的能量, $\mathbf{c}'^{(u)}$ 为用户 u 的等效特征波形, $\tilde{\mathbf{z}}$ 为高斯白噪声向量。注意由于 SCO 的存在, 使等效特征波形 $\mathbf{c}'^{(u)} \neq \mathbf{c}^{(u)}$, 而根据文献[12], 相关度量函数 $C(\mathbf{r}_n, \mathbf{b}_n)$ 正是根据最大似然准则由式(21)推导而来, 所以需对文献[12]给出的 $C(\mathbf{r}_n, \mathbf{b}_n)$ 进行相应修正。先列出 \mathbf{r}_n 的修正表达式

$$\mathbf{r}'_n = (\mathbf{J}_n \mathbf{C})^H \mathbf{S} \mathbf{J}_n \mathbf{C} \mathbf{b}_n \quad (22)$$

其中,

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} \mathbf{c}^{(1)} & \mathbf{O}_{M \times 1} & \cdots & \mathbf{O}_{M \times 1} \\ \mathbf{O}_{M \times 1} & \mathbf{c}^{(2)} & \cdots & \mathbf{O}_{M \times 1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{O}_{M \times 1} & \mathbf{O}_{M \times 1} & \cdots & \mathbf{c}^{(U)} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{J}_n = \begin{bmatrix} \mathbf{J}_n^{(1)} & \mathbf{O}_{M \times M} & \cdots & \mathbf{O}_{M \times M} \\ \mathbf{O}_{M \times M} & \mathbf{J}_n^{(2)} & \cdots & \mathbf{O}_{M \times M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{O}_{M \times M} & \mathbf{O}_{M \times M} & \cdots & \mathbf{J}_n^{(U)} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{M \times M}^{(1)} & \cdots & \mathbf{I}_{M \times M}^{(U)} \end{bmatrix}$$

其中, $\mathbf{O}_{A \times B}$ 为 $A \times B$ 阶零矩阵, $\mathbf{I}_{E \times E}^{(u)}$ 为 $E \times E$ 阶单位阵, \mathbf{J}_n 为由 $\mathbf{J}_n^{(u)}$ 组成的对角阵, 而 $\mathbf{J}_n^{(u)}$ 中的 $\mathbf{G}_N^{(u)}$ 、 $\mathbf{D}_n^{(u)}$ 和 $\mathbf{H}^{(u)}$ 可分别由 SCO 估计和信道估计求出, 其方法比较成熟^[11], 本文不再赘述。

再对 \mathbf{R}_n 进行修正得

$$\mathbf{R}'_n = \left[\mathbf{J}_n^{(1)} \mathbf{c}^{(1)}, \mathbf{J}_n^{(2)} \mathbf{c}^{(2)}, \dots, \mathbf{J}_n^{(U)} \mathbf{c}^{(U)} \right]^H \cdot \left[\mathbf{J}_n^{(1)} \mathbf{c}^{(1)}, \mathbf{J}_n^{(2)} \mathbf{c}^{(2)}, \dots, \mathbf{J}_n^{(U)} \mathbf{c}^{(U)} \right] \quad (23)$$

因此, 根据各用户 SCO 进行修正得到的相关度量函数为

$$C(\mathbf{r}'_n, \mathbf{b}_n) = 2\mathbf{r}'_n \mathbf{b}_n - \mathbf{b}_n^T \mathbf{R}'_n \mathbf{b}_n \quad (24)$$

4.2 一种新的检测算法

4.2.1 和声搜索

Geem 等受乐队即兴演奏过程的启发, 提出了和声搜索最优化算法^[15]。乐队即兴演奏时, 每个乐师根据记忆和经验选择一个音调, 并根据音乐审美的观点

反复进行评价、记录和调整, 直至达到完美和声。乐队的最佳和声如同函数的最优解向量; 乐师们凭借记忆和经验反复调试旋律的过程则好比函数迭代优化的过程。和声搜索算法涉及的主要参数包括: 和声记忆库大小(HMS, harmony memory siz)、和声记忆库取值接受概率(HMCR, harmony memory considering rate)、音调微调概率(PAR, pitch adjusting rate)、音调微调带宽(BW, band width)以及终止条件等。

和声搜索算法已成功用于网络拓扑、结构设计等很多工程最优化问题^[16,17], 其有效性和顽健性已得到了证明。与遗传算法等同类算法相比, 和声搜索算法具有以下优势。

- 1) 需要更少的数学运算量和可调参数, 适用于实时优化。
- 2) 解向量中各分量都可独立、自由调整, 易于控制, 可针对具体问题设计搜索方式。
- 3) 随机调整负责全局搜索, 音调微调负责局部优化, 易于维持全局搜索和局部搜索之间的平衡。

4.2.2 基于和声搜索的 MUD 方法

将和声搜索用于 MUD, 本文尚属首次, 因此需对和声搜索算法进行一定的适应性改进, 包括如下几方面。

- 1) 和声搜索原本是用于解决连续优化问题, 而 MUD 属于二值离散 (1/-1) 问题, 因此需将和声搜索二值离散化。
- 2) 作为一种多起点的最优化方法, 和声搜索的初始记忆库往往是随机产生的^[18], 而用于 MUD 时, 匹配滤波器组的输出向量 \mathbf{r} 提供了有关最优解向量的先验信息, 也就是说, 真实解以较大概率处于 \mathbf{r} 的附近邻域, 故以 \mathbf{r} 的判决向量 $\mathbf{v} = \text{sign}(\mathbf{r})$ 以及与 \mathbf{v} 接近的和声向量构成初始记忆库。

- 3) 传统和声搜索算法的音调微调以带宽 bw 为单位, 而用于 MUD 时, 应以汉明距离为单位, 使音调微调围绕着 \mathbf{r} 的邻域做重点搜寻。

引入上述适应性改进, 提出基于和声搜索的 MUD 步骤如下。

- 1) 最优化问题及其参数初始化
最优化问题可建模为

$$\min(C(\mathbf{r}'_n, \mathbf{b}_n)) \quad \text{s.t. } b_n^{(u)} \in \{1, -1\}, u = 1, 2, \dots, U \quad (25)$$

在本文场景中, 和声搜索算法用于搜寻修正相关度量函数即式(24)的最小值。解向量 \mathbf{b}_n 由第 n 时刻 U 个用户最终判决值组成的 U 维向量。需初始化的参数

包括 HMS、HMCR、PAR、BW 以及终止条件。

2) 和声记忆库矩阵初始化

以 $\mathbf{v} = \text{sign}(\mathbf{r})$ 以及与 \mathbf{v} 汉明距离为 1 的所有和声向量组成初始记忆库, 矩阵大小为 $U \times U$ 。设 d_H 为汉明距离, 则初始记忆库如下

$$HM = \{\mathbf{v}^* \mid d_H(\mathbf{v}^*, \mathbf{v}) = 1, v(u) \in \{1, -1\}, u = 1, 2, \dots, U\} \quad (26)$$

这是本文专门针对 MUD 所设计的一种特殊的初始和声记忆库, 能够促使后续搜索过程聚焦在潜力较大的区域, 因为真实解往往和 \mathbf{v} 比较接近。

3) 调试出新的和声向量

新和声向量通过 3 种方式产生, 包括接受 HM 中的向量、随机调整和音调微调, 如式(27)所示。

$$\mathbf{b}_n \leftarrow \begin{cases} \mathbf{b}_n \in HM, (\text{random1} < HMCR), \\ (PAR < \text{random2} < 1) \\ \mathbf{b}_n' \in \{\mathbf{b}_n' \mid d_H(\mathbf{b}_n', \mathbf{b}_n) = L, L = 2, 3\}, \\ (\text{random1} < HMCR), (\text{random2} < PAR) \\ \mathbf{b}_n' \in \{\mathbf{b}_n' \mid d_H(\mathbf{b}_n', \mathbf{b}_n) = L, L = 4, 5, \dots, U\}, \\ HMCR < \text{random1} < 1 \end{cases} \quad (27)$$

其中, random1 和 random2 表示 $[0, 1]$ 范围内的随机数, 意味着在调试新和声向量的过程中, 接受 HM 中向量的概率为 $HMCR$; 在此基础上音调微调发生的概率为 PAR , 调整幅度在 2~3 个汉明距离之间等概率随机选取; 随机调整发生的概率则为 $(1-HMCR)$, 调整幅度在 4~ U 个汉明距离之间等概率随机选取。

4) 更新和声记忆库

将新的解向量代入相关度量函数, 根据其值进行判断, 若新的解向量优于记忆库中最差者, 则用新解替换最差解。更新后的和声记忆库中, 最优函数值对应的解向量为本次迭代产生的最优解。

5) 判断是否终止

若相关度量函数的计算次数超过设定阈值, 则终止, 取最优值对应的解向量为最终结果, 即全局最优解; 否则重复步骤 3) 和步骤 4)。

5 仿真分析

利用 Matlab 软件对基于和声搜索的 I-CFDMA 上行链路 SCO 补偿方法进行仿真。仿真条件如下。

扩频增益 M : 32;

子载波集序号: $N/M-2$;

调制方式: QPSK (无信道编码);

扩频码: Gold 码;

用户数: $U=16$;

信道类型: ITU 车载 A 信道^[4];

和声搜索初始 HMS: 16;

和声搜索 HMCR: 0.8;

和声搜索 PAR: 0.9;

和声搜索终止条件: 1 024 次目标函数计算;

遗传算法初始种群: 与和声搜索 HM 一致;

遗传算法交叉概率: 0.9;

遗传算法变异概率: 0.1;

遗传算法终止条件: 1 024 次目标函数计算。

图 2 中, 各用户 SCO 分别在 0~100 ppm/0~200 ppm/0~300 ppm 范围内取随机值, 子载波数 N 皆为 1K (1K=1 024)。可看出, 首先, 若不进行相关度量函数修正, 则系统误码率相对最高, 因为 SCO 导致特征波形变化, 使得原相关度量函数不满足最大似然检测的条件。其次, 在相同的运算负荷下, 和声搜索算法的误码率性能优于遗传算法, 因为这里和声搜索的音调微调恰是以 \mathbf{r} 的邻近邻域为搜索重点, 效率较高; 而遗传算法所依赖的交叉和变异操作会导致调整的汉明距离过大, 难以集中在重点区域进行搜索。再次, 和声搜索算法获得了与最优检测近乎一致的性能, 而计算量仅为最优检测的 $\frac{1}{64} = \frac{1024}{216}$; 另外, 所提方法的性能与无 SCO 时最优

检测达到的理论极限接近, 且 SCO 范围越小, 差距越小。这是因为由式(18)可知, SCO 的范围决定着 ICI、相位旋转、时间偏移以及频率选择性干扰 $f_1^{(u)}(m)$ 的大小。考虑到市场上绝大多数晶振的稳定度都可控制在 100×10^{-6} 以内, 因此在实际应用中, 本文所提方法能够较为彻底地补偿多用户 SCO。

图 3 中, 各用户 SCO 在 0~ 100×10^{-6} 范围内取随机值, 子载波数 N 分别为 1K、2K、4K。首先, 无论子载波数为多少, 在相同的运算量下, 和声搜索都能够达到比遗传算法更优的误码率性能。另外, 子载波数越小, 误码率性能越逼近无 SCO 时的理论极限。这是因为子载波数的大小也决定着 ICI、相位旋转、时间偏移以及频率选择性干扰 $f_1^{(u)}(m)$ 的大小。图 4 所示为子载波数 N 不同、SCO 均为 100 ppm 时的乘性干扰仿真。横坐标为用户的子载波序号, 纵

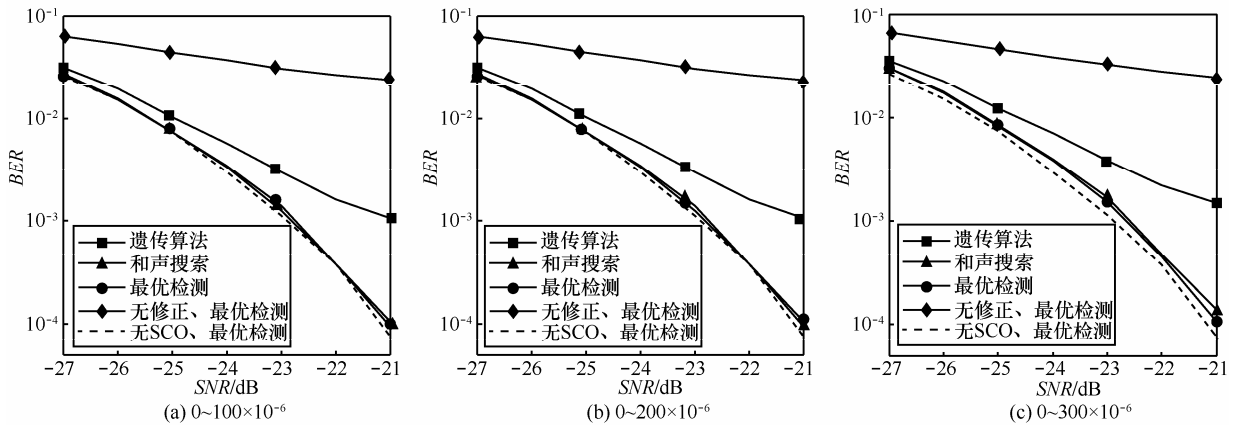


图 2 不同 SCO 范围下的误码率曲线

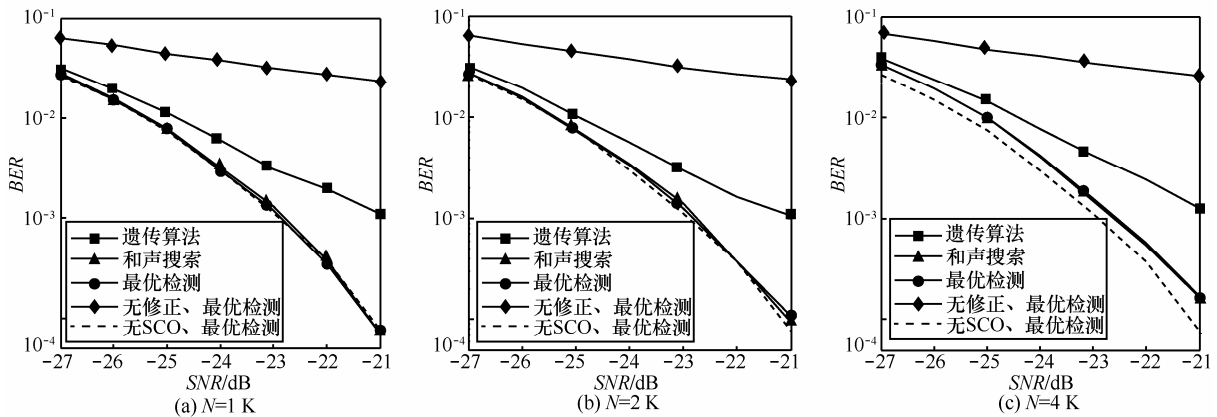


图 3 不同子载波数条件下的误码率曲线

坐标为幅值 $|f_1^{(u)}(m)|$ ，可知子载波数越少， $|f_1^{(u)}(m)|$ 越平坦，由此引入的 MUI 就越小。在一定传输带宽的限制下，为保证足够的子载波间隔，子载波数无需过多，如 LTE 中最大子载波数为 2K^[4]。所以，在移动通信中，本文的多用户 SCO 补偿方法可达到无 SCO 时最优检测的性能。

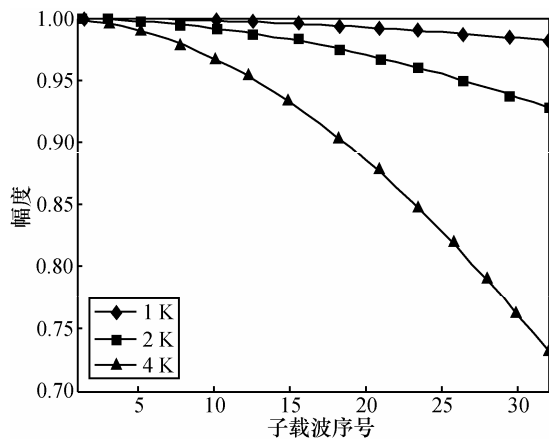


图 4 不同子载波数条件下的乘性干扰

6 结束语

通过对 I-CFDMA 上行链路中 SCO 影响的分析可知，SCO 会造成信号的时间偏移、相位旋转、MUI 和 ICI。此外，本文研究了 I-CFDMA 上行链路中多用户 SCO 的补偿方法，一方面根据各用户的 SCO 对相关度量函数进行了必要修正，使之符合最大似然检测原理；另一方面提出了基于和声搜索的 MUD 方法，获得了明显高于遗传算法的寻优效率和十分接近理论极限的检测性能。上述结论都得到了计算机仿真的验证。

参考文献:

[1] MYUNG H G, GOODMAN D J. Single Carrier FDMA, a New Air Interface for Long Term Evolution[M]. John Wiley & Sons, Ltd, 2008.55-56.
 [2] WU. P R, ROBERT S, VIJAY K B. Optimal power allocation for wideband cognitive radio networks employing SC-FDMA[J]. IEEE Communications Letters, 2013, 17(4): 669-672.
 [3] DECHENE D J, SHAMI A. Energy-aware resource allocation strategies for LTE uplink with synchronous HARQ constraints[J]. IEEE

- Transactions on Mobile Computing, 2014, 13(2): 422-433.
- [4] SESIA S, TOUFIK I, BAKER M. LTE-The UMTS Long Term Evolution From Theory to Practice[M]. Wiley, 2010.
- [5] 杨丽花, 杨龙祥, 朱洪波. LTE 上行多用户 SC-FDMA 系统中时变信道估计方法[J]. 通信学报, 2014, 35(9): 91-98.
YANG L H, YANG L X, ZHU H B. Time-varying channel estimation for LTE uplink SC-FDMA system with multi-user [J]. Journal on Communications, 2014, 35(9): 91-98.
- [6] MYUNG H G. Hybrid subcarrier mapping method and system[P]. United States, US 2013/0010703 A1, 2013.
- [7] PAUL A, JOSE I. UWB modulation scheme "SC-CFDMA" for multi-user communications[A]. Proceedings of 11th IRAJ International Conference[C]. 2014. 34-37.
- [8] CHEN C, YUN C, *et al.* Accurate sampling timing acquisition for baseband OFDM power-line communication in non-Gaussian noise [J]. IEEE Transactions on Communications, 2014, 61(4):1608-1620.
- [9] HYUNBEOM L, JUNGWOO L. Joint clock and frequency synchronization for OFDM-based cellular systems [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2011, 18(12):757-760.
- [10] WEIKERT O. Joint estimation of carrier and sampling frequency offset, phase noise, IQ offset and MIMO channel for LTE Advanced UL MIMO[A]. IEEE 14th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)[C]. 2013.
- [11] 罗长川, 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.
LUO C C, LUO T, YUE G X. Multi-Carrier Wide-Band Wireless Communication Technology [M]. Beijing: Beijing University of Posts and Tele Communications Press, 2004.
- [12] PROAKIS J G, SALEHI M. 数字通信[M]. 北京:电子工业出版社, 2011.
PROAKS J G, SALEH M. Digital Telecomm Communication[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2011.
- [13] 王颖, 杨义先, 钮心忻, 等. 基于控制流序位比对的智能 Fuzzing 测试方法[J]. 通信学报, 2013, 34(4): 114-121.
WANG Y, YANG Y X, NIU X X, *et al.* Smart Fuzzing method based on comparison algorithm of control flow sequences[J]. Journal on Communications, 2013, 34(4): 114-121.
- [14] 江逸茗, 兰巨龙, 周慧琴. 网络虚拟化环境下的资源监控策略[J]. 电子与信息学报. 2014, 36(3): 708-714.
JIANG Y M, LAN J L, ZHOU H Q. Resource monitoring policy for network virtualization environment [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2014, 36(3): 708-714.
- [15] GEEM Z W, KIM J H, LOGANATHAN G V. A new heuristic optimization algorithm: harmony search[J]. Simulation, 2001, 76(2):60-68.
- [16] HOANG D C, YADAV P, KUMAR R, *et al.* Real-time implementation of a harmony search algorithm-based clustering protocol for Energy-efficient wireless sensor networks [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2014, 10(1): 774-783.
- [17] NEKOOEI K, FARSANGI M M, *et al.* An improved multi-objective harmony search for optimal placement of DGs in distribution systems [J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2013, 4(1): 557-567.
- [18] 路静, 顾军华. 改进和声搜索算法及其在连续函数优化中的应用[J]. 计算机应用, 2014, 34(1): 194-198.
LU J, GU J H. Continuous function optimization based on improved harmony search algorithm [J]. Journal of Computer Applications, 2014, 34(1): 194-198.

作者简介:



丁丹 (1980-), 男, 江苏南京人, 装备学院博士生, 主要研究方向为通信系统设计。

程乃平 (1963-), 男, 陕西扶风人, 装备学院教授, 主要研究方向为通信系统设计。

廖育荣 (1972-), 男, 四川绵竹人, 装备学院光电装备系主任、教授, 主要研究方向为测控、通信系统设计。