

# 基于多速率星地环路的 SC-CFDMA 上行符号同步方法

丁丹, 程乃平, 廖育荣

(装备学院 光电装备系, 北京 101416)

**摘要:** 单载波码分与频分多址(SC-CFDMA, single carrier code and frequency division multiple access)体制要求符号定时精确至码片级, 同步难度高于普通体制。为此提出一种多速率星地闭环同步方法, 通过适当提升部分环路元件的控制速率, 在环路非采样点上延续闭环控制, 从而提高对用户运动速度的适应能力。推导了控制速率提升后相关元件及环路的状态空间方程, 进行了 Matlab 软件仿真, 结果表明, 即使在高轨卫星通信场景下, 所提方法也能将多个超音速用户之间的 SC-CFDMA 上行符号定时偏差同步至码片宽度内, 保证链路畅通。

**关键词:** 卫星通信; SC-FDMA; 符号同步; 多速率; 闭环控制

中图分类号: TN914.4

文献标识码: A

## SC-CFDMA uplink symbol synchronization method based on multi-rate satellite-ground loop

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

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

**Abstract:** SC-CFDMA(single carrier code and frequency division multiple access) system, whose synchronization is more difficult than that of common orthogonal multi-carrier systems, requires the symbol synchronization to achieve a chip-level precision. Therefore, a synchronization method based on multi-rate satellite-ground loop is proposed. This method extends the closed-loop control on the non-sampling points of the loop through raising the control rates of some loop components, so as to promote the adaptability to users with different speeds. Besides, the state-space equations of the loop and related components are derived. The Matlab simulation results show that, even in GEO satellite system, the synchronization method proposed can adjust the SC-CFDMA uplink symbol timing errors between several supersonic users within chip-level duration, thus providing stable communication.

**Key words:** satellite communication; SC-FDMA; symbol synchronization; multi-rate; closed-loop control

### 1 引言

SC-CFDMA (single carrier code and frequency division multiple access)<sup>[1-4]</sup>是单载波频分多址(SC-FDMA, single carrier frequency division multiple access)<sup>[5-9]</sup>与 CDMA 的结合, 兼有正交多载波信号的高频谱效率、普通单载波信号的低峰均比和扩频信号的强抗干扰能力, 是卫星移动通信的理想信号体制。

SC-CFDMA 卫星移动通信需解决的难题之一

是上行链路符号同步。用户分地理位置分散以及运动速度差异, 造成多路上行信号星地传播时延不同, 从而使得各用户的 FFT 窗口位置各异。在地面移动通信如 LTE 中, 一方面通过增加 CP 长度来容忍用户间的上行时延偏差, 最大小区半径 100 km 对应的 CP 长度为 33.3  $\mu\text{s}$ <sup>[10]</sup>; 另一方面通过用户与基站之间的闭环调整来同步<sup>[11]</sup>, 用户通过随机接入信道发出信号, 基站比较各用户传输时延并回传时间补偿指令, 用户据此调整各自发射时间, 最终使得所有用户信号到达基站的时刻对齐。而在卫星移

收稿日期: 2015-10-28

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)

动通信场景下, 不仅覆盖范围更大, 用户间时延偏差可达 ms 级<sup>[12]</sup>, 延长 CP 的方法将导致通信效率过低; 而且星地传输时延更长, 以 GEO 卫星为例, 星地同步环路的更新速率仅能达到约 2 Hz, 无法跟踪高速运动用户造成的时延变化率<sup>[13]</sup>。鉴于此, 本文提出一种星地多速率闭环调整方法, 通过提高环路中被控对象和控制器的控制速率来提升环路的跟踪性能; 此外, 扩频处理环节的引入、不同的子载波映射方式都会影响 SC-CFDMA 对符号同步精度的要求, 需要量化分析。

## 2 模型分析

### 2.1 SC-CFDMA 上行链路模型

如图 1 所示, SC-CFDMA 实为 SC-FDMA 的扩展。发送端先对用户  $u \in [1, U]$  进行扩频操作, 而后进行 SC-FDMA 调制:  $M$  点 DFT、子载波映射<sup>[1]</sup>、 $N$  点 IFFT、加循环前缀(CP, cyclic prefix)以及功率归一化; 接收端则对多用户混叠信号进行逆过程处理。式(1)和式(2)分别表示用户  $u$  的发送信号和解调结果。

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

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

其中,  $N$  为总子载波数,  $M$  为子载波集大小,  $U$  为同一子载波集内的码分用户数,  $b_n^{(u)}$  和  $\mathbf{c}^{(u)}$  分别为用户  $u$  的数据和扩频向量,  $n$  为采样时刻,  $\tilde{\mathbf{D}}_N$  为  $N$  点 IFFT 矩阵,  $\mathbf{D}_M$  代表  $M$  点 DFT 运算矩阵,  $\mathbf{A}$  为子载波映射矩阵, 交织式和集中式映射分别形成

I-CFDMA (interleaved code and frequency division multiple access)和 L-CFDMA (localized code and frequency division multiple access)。

### 2.2 符号同步误差影响模型

用  $X(k)$  代表用户  $u$  发送端  $M$  点 DFT、子载波映射之后的信号, 对  $X(k)$  进行子载波解映射可得发送端  $M$  点 DFT 之后的信号  $X'(k)$ , 再经  $M$  点 IDFT 运算即可还原出发送端扩频之后的信号  $x(n)$ 。以下按照子载波映射方式来分别讨论。

1) I-CFDMA。令  $m$  为符号定时偏差,  $N$  点 FFT 之后的解映射实为对  $\text{FFT}_N(s_n^{(u)}(n-m))$  进行等间隔抽取, 令  $Q = \frac{N}{M}$  为子载波集数量,  $q_u \in [0, Q-1]$  为用户  $u$  所在子载波集序号, 则用户  $u$  解映射后的信号可表示为

$$\begin{aligned} X_u(k) &= X'(k) e^{-j \frac{2\pi(Qk+q_u)m}{N}} \\ &= X'(k) e^{-j \frac{2\pi Qk}{N} m} e^{-j \frac{2\pi q_u m}{N}} \\ &= X'(k) e^{-j \frac{2\pi k}{M} m} e^{-j \frac{2\pi q_u m}{N}} \end{aligned} \quad (3)$$

最终经  $M$  点 IDFT 后得到用户  $u$  的信号为

$$x(n-m) e^{-j \frac{2\pi q_u m}{N}}, \quad n=0, 1, \dots, M-1 \quad (4)$$

由此可知, 在交织式子载波分配方式下, 用户  $u$  的  $M$  点 IDFT 结果为发送端扩频信号  $x(n)$  的时延和相位旋转, 时延量恰好等于定时偏差  $m$ , 相位旋转大小则取决于  $N$ 、 $m$  和  $q_u$ 。所以, A/D 前端符号定时偏差会等量传递至 I-CFDMA 系统解扩环节。各用户不同的  $m$  值会破坏伪码之间的正交性。

2)L-CFDMA。接收端  $N$  点 FFT 之后的解映射

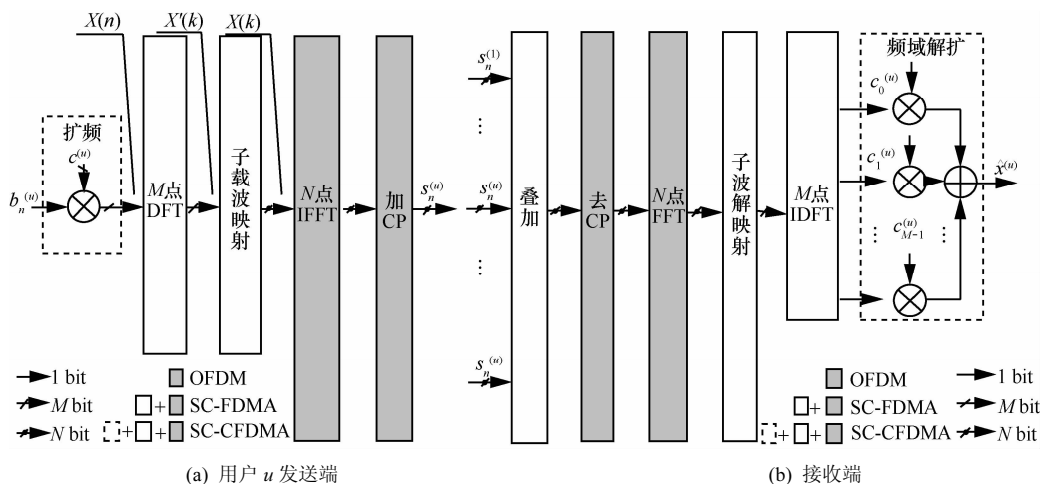


图 1 SC-CFDMA 上行链路模型

实为从  $\text{FFT}_N(s_n^{(u)}(n-m))$  中抽取第  $u$  个长为  $M$  的段。则解映射后用户  $u$  的信号为

$$\begin{aligned} X_u(k) &= X'(k)e^{-j\frac{2\pi(Mq_u+k)}{N}m} \\ &= X'(k)e^{-j\frac{2\pi k}{N}m} e^{-j\frac{2\pi Mq_u}{N}m} \\ &= X'(k)e^{-j\frac{2\pi k}{M}m} e^{-j\frac{2\pi q_u}{Q}m} \end{aligned} \quad (5)$$

当  $\frac{m}{Q}$  为整数时, 最终经  $M$  点 IDFT 后得到用户  $u$  的信号为

$$x\left(n - \frac{m}{Q}\right) e^{-j\frac{2\pi q_u}{Q}m} \quad n = 0, 1, \dots, M-1 \quad (6)$$

当  $\frac{m}{Q}$  不为整数时

$$\begin{aligned} \text{IDFT}_M[X_u(k)] &= \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} X_u(k) e^{j\frac{2\pi nk}{M}} \\ &= \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} X'(k) e^{-j\frac{2\pi M \cdot q_u}{N}m} e^{-j\frac{2\pi k}{N}m} e^{j\frac{2\pi nk}{M}} \\ &= \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{i=0}^{M-1} x(i) e^{j\frac{2\pi\left(n - \frac{m}{Q} - i\right)k}{M}} e^{-j\frac{2\pi q_u}{Q}m} \\ &= e^{-j\frac{2\pi q_u}{Q}m} \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} x(i) \sum_{k=0}^{M-1} e^{j\frac{2\pi\left(n - \frac{m}{Q} - i\right)k}{M}} \\ &= e^{-j\frac{2\pi q_u}{Q}m} \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} x(i) \frac{1 - e^{j2\pi\left(n - \frac{m}{Q} - i\right)}}{1 - e^{j\frac{2\pi\left(n - \frac{m}{Q} - i\right)}}} \end{aligned} \quad (7)$$

上式的作用相当于通过插值的方法将“ $\frac{m}{Q}$  时刻”的值估计出来。由此可知, L-CFDMA 系统中, 用户  $u$  的  $M$  点 IDFT 结果也为  $x(n)$  的时延和相位旋转, 但时延量为 I-CFDMA 的  $\frac{1}{Q}$ , 相位旋转量则为

I-CFDMA 的  $M$  倍。所以, A/D 采样前端的符号定时偏差会少量地传递至 L-CFDMA 系统的解扩环节。

综上所述, 用户间的相对定时偏差会影响信号的解扩, 除了相位旋转, 还会造成各用户伪码在时间上的不同步, 导致伪码之间的互相关性被破坏, 从而引入 MUI。SC-CFDMA 对符号同步精度要求远高于 SC-FDMA。SC-FDMA 一般只要求符号定时偏差不超过 CP 范围, 而 SC-CFDMA 则要求符号同步精确至伪码宽度(系

统采样周期)内。相比 L-CFDMA, 虽然 I-CFDMA 的 PAPR 更低, 但由相对定时偏差造成的各用户伪码之间的时间偏差更大, 因此更容易受符号定时误差的影响。

### 3 方法描述

#### 3.1 星地多速率闭环控制方法

本文所提出的星地多速率闭环控制符号同步方法如图 2 所示。卫星地面站采用多通道处理, 从各用户上行信号中提取时延误差量, 通过下行链路传给各用户; 各用户利用控制器(环路滤波器)计算调整量, 再通过被控对象(累加器)实施上行发送时间的调整。图 2 中,  $T_u$  为用户  $u$  的上行传输时延,  $T_{\text{ref}}$  为参考时延,  $\hat{\epsilon}(u)$  为误差量,  $\Delta T_u$  为调整量。传输时延的测量通过训练序列的匹配相关完成, 测量误差  $n_m(k)$  服从方差为  $\delta_m^2$  的高斯分布; 卫星摄动、电离层闪烁以及钟源误差则造成系统误差  $n_s(k)$ , 服从方差为  $\delta_s^2$  的高斯分布<sup>[13]</sup>。

文献[13]指出, 星地同步环路的更新速率受限于星地传输时延, 难以适应用户的高速运动。如对于 GEO 卫星而言, 环路更新速率最高仅能达到 2 Hz, 无法对 40 km/h 以上的用户进行符号同步; 不仅如此, 根据本文第 2 节的分析, 若采用 SC-CFDMA 体制, 所能适应的运动速度将更低。

相比文献[13], 本文改进之处在于控制器和受控对象处理速率的提升。虽然在星地传输时延的物理条件限制下, 地面站测量通道的输入采样速率  $f_y = \frac{1}{T_y}$  无法按需提高, 但环路滤波器和累加器由用户终端实现, 其控制速率不受限制, 可提高至  $f_u = \frac{1}{T_u}$ , 形成一种多速率闭环控制系统<sup>[14]</sup>。图 2 中, 被控对象输入频率为输出频率的整数倍, 即  $f_u = Kf_y$ , 意味着在 1 次星地交互过程中, 可  $K$  次改变控制量, 在环路非采样点上仍可实现多次闭环控制, 从而提高跟踪快变信号的能力。

#### 3.2 提升后的被控对象状态空间方程

被控对象即累加器以  $T_u$  为周期的状态空间模型为

$$\begin{cases} x[(k+1)T_u] = A_u x(kT_u) + B_u u(kT_u) \\ y(kT_u) = C_u x(kT_u) + D_u u(kT_u) \end{cases} \quad (8)$$

其中,  $A_u = B_u = C_u = D_u = 1$ 。在此基础上, 利用提升技术<sup>[15]</sup>求以  $T_y$  为周期的状态空间模型, 先定义对

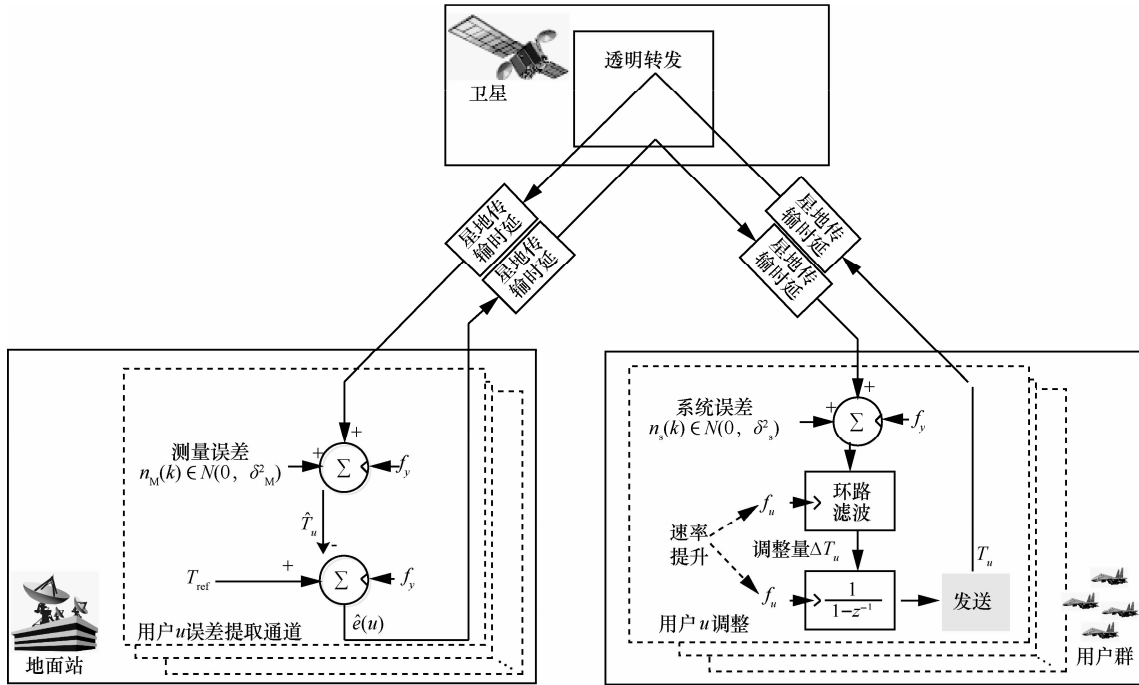


图 2 基于多速率星地环路的上行链路符号同步原理

应于  $kT_u \sim (k+1)T_u$  时段内的输入扩展向量

$$\mathbf{u}(kT_y) = [u(kT_y) \quad u(kT_y + T_u) \quad \dots \quad u(kT_y + (K-1)T_u)] \quad (9)$$

利用  $\mathbf{u}(kT_y)$ ，可将多速率星地环路的被控对象提升为

$$\begin{cases} \mathbf{x}[(k+1)T_y] = \mathbf{A}\mathbf{x}(kT_y) + \mathbf{B}\mathbf{u}(kT_y) \\ \mathbf{y}(kT_y) = \mathbf{C}\mathbf{x}(kT_y) + \mathbf{D}\mathbf{u}(kT_y) \end{cases} \quad (10)$$

式 (10) 是线性时不变的，它将控制量  $u(kT_u)$  的维数提升为  $K$ 。其中， $\mathbf{A} = \mathbf{A}_a^K$ ， $\mathbf{B} = [\mathbf{A}_a^{K-1}\mathbf{B}_a \quad \mathbf{A}_a^{K-2}\mathbf{B}_a \dots \mathbf{B}_a]$ ， $\mathbf{C} = \mathbf{C}_a$ ， $\mathbf{D} = \mathbf{D}_a$ 。

### 3.3 提升后的控制器状态空间方程

为了适应用户终端的运动速度和加速度，控制器采用 3 阶环路滤波器，其基本差分方程为

$$\begin{aligned} y(n) - 2y(n-1) + y(n-2) &= (\mathbf{C}_1 + \mathbf{C}_2 + \mathbf{C}_3)\mathbf{u}(n) - \\ &(\mathbf{2C}_1 + \mathbf{C}_2)\mathbf{u}(n-1) + \mathbf{C}_1\mathbf{u}(n-2) + \mathbf{K}_1\mathbf{x}(n) + \\ &\mathbf{K}_2\mathbf{u}(n-1) + \mathbf{K}_3\mathbf{u}(n-2) \end{aligned} \quad (11)$$

可列出状态方程和输出方程的矩阵形式为

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} x_1[(k+1)T_u] \\ x_2[(k+1)T_u] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(kT_u) \\ x_2(kT_u) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \mathbf{u}(kT_u) \\ \mathbf{y}(kT_u) = [(-\mathbf{K}_1 + \mathbf{K}_3) \quad (\mathbf{2K}_1 + \mathbf{K}_2)] \begin{bmatrix} x_1(kT_u) \\ x_2(kT_u) \end{bmatrix} + \mathbf{K}_1\mathbf{u}(kT_u) \end{cases} \quad (12)$$

$$\text{令 } \mathbf{x}[(k+1)T_u] = \begin{bmatrix} x_1[(k+1)T_u] \\ x_2[(k+1)T_u] \end{bmatrix}, \quad \mathbf{x}(kT_u) = \begin{bmatrix} x_1(kT_u) \\ x_2(kT_u) \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{A}_p = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 2 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_p = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_p = [(-\mathbf{K}_1 + \mathbf{K}_3) \quad (\mathbf{2K}_1 + \mathbf{K}_2)],$$

可得经提升后的三阶环路滤波器状态空间模型为

$$\begin{cases} \mathbf{X}[(k+1)T_y] = \mathbf{A}_{LP}\mathbf{X}[(k+1)T_y] + \mathbf{B}_{LP}\mathbf{u}(kT_y) \\ \mathbf{y}(kT_y) = \mathbf{C}_{LP}\mathbf{X}(kT_y) + \mathbf{K}_1\mathbf{u}(kT_y) \end{cases} \quad (13)$$

其中，

$$\mathbf{X}[(k+1)T_y] = [\mathbf{x}[(k+1)T_y] \quad \mathbf{x}[(k+1)T_y + T_u] \quad \dots \quad \mathbf{x}[(k+1)T_y + (N-1)T_u]]$$

$$\mathbf{y}(kT_y) = [y(kT_y) \quad y(kT_y + T_u) \quad \dots \quad y(kT_y + (N-1)T_u)]$$

$$\mathbf{A}_{LP} = \mathbf{A}_{lp}^N, \quad \mathbf{B}_{LP} = [\mathbf{A}_{lp}^{N-1}\mathbf{B}_{lp} \quad \mathbf{A}_{lp}^{N-2}\mathbf{B}_{lp} \quad \dots \quad \mathbf{B}_{lp}], \quad \mathbf{C}_{LP} = \mathbf{C}_{lp}$$

由式(10)和式(13)，可推出控制器与受控对象串联的增广系统状态空间方程，原状态空间方程分别为

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \mathbf{X}[(k+1)T_y] \\ \mathbf{x}[(k+1)T_y] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_p & \mathbf{0} \\ \mathbf{B}\mathbf{C}_{LP} & \mathbf{A} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{X}[kT_y] \\ \mathbf{x}[kT_y] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{LP} \\ \mathbf{B}\mathbf{K}_1 \end{bmatrix} \mathbf{u}(kT_y) \\ \mathbf{y}(kT_y) = [\mathbf{D}\mathbf{C}_{LP} \quad \mathbf{C}] \begin{bmatrix} \mathbf{X}[kT_y] \\ \mathbf{x}[kT_y] \end{bmatrix} + \mathbf{D}\mathbf{K}_1\mathbf{u}(kT_y) \end{cases} \quad (14)$$

### 4 仿真分析

利用 Matlab 软件对基于多速率星地闭环控制的 SC-CFDMA 上行链路符号同步方法进行仿真，仿真条件如表 1 所示。

表 1		仿真参数
类别	参数	取值
系统基本参数	总子载波数 $N$	1 024
	子载波集大小 $M$	64
	训练序列类型	Gold 码
	卫星类型	GEO 透明转发卫星
系统误差来源	卫星摄动影响	1 m/s
	本地钟源漂移影响	1 ns/s
	电离层闪烁影响	10 ns/s
影响性能的参数	A/D 采样处信噪比	-27~-20 dB
	子载波集内用户数	4 个、8 个、16 个
	控制速率提升倍数	$2^9$ 、 $2^{10}$ 、 $2^{11}$
	训练序列长度	511 bit、1 023 bit
	用户终端运动速度	1 马赫、4 马赫、8 马赫
	系统采样速率/伪码速率	20.48 MHz、40.96 MHz

在训练序列长度为 511、用户终端运动速度为 8 马赫、系统采样率为 40.96 MHz、子载波集内用户数为 8 的条件下，不同控制速率提升倍数产生的效果对比如图 3 所示。图中横坐标为接收端 A/D 采样处的信噪比(SNR)，纵坐标为符号同步偏差超过系统码片宽度(采样周期)的概率，即系统链路中断概率(outage rate)。仿真结果显示控制速率提升倍数越高，系统中断概率越低。这是因为在单次星地闭环握手过程中所进行的闭环调节次数越多，环路跟踪快变信号的能力越强。不提升控制速率将导致中断概率极高；如将控制速率提升 512 倍，在 -20 dB 的信噪比下仍有  $\frac{1}{100}$  以上的链路中断概率，难以获得理想的通信效果；而当控制速率提升至 1 024 倍时，在 A/D 采样处信噪比为 -23 dB 时（总子载波数为 1 024，用户占用的子载波数为 64，经子载波提取后，用户实际面临的信噪比为  $-23\text{dB} + 10\log\left(\frac{1024}{64}\right) = -11\text{dB}$ ），即可将链路中断概率控制在  $\frac{1}{10^4}$  以下，在信道编码的纠错下可保持链路畅通；当然，若提升至 2 048 倍将获得更低的中断概率，但由于提升后的控制操

作由用户终端完成，考虑到处理负荷与链路性能之间的折中，在上述条件下，可选择 1 024 倍的控制速率提升。

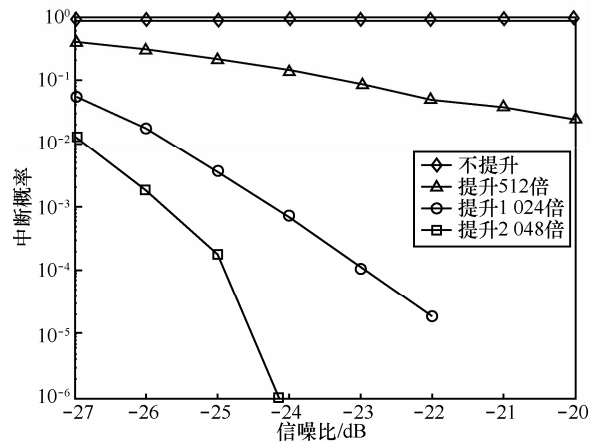


图 3 不同提升倍数效果对比仿真

选择控制速率提升倍数为 1 024、用户终端运动速度为 8 马赫、系统采样率为 40.96 MHz，对不同训练序列长度产生的影响进行仿真，仿真结果如图 4 所示，可看出用户数越多，对训练序列长度要求越高。这是因为用户数的增多提高了本地 Gold 序列与接收训练序列之间的互相关值，从而降低了匹配相关测量时延的精度。在上述条件下，欲达到理想的通信效果，511 bit、1 023 bit、2 047 bit 位的 Gold 训练序列所承载的用户数应分别控制在 4、8、16 以下。

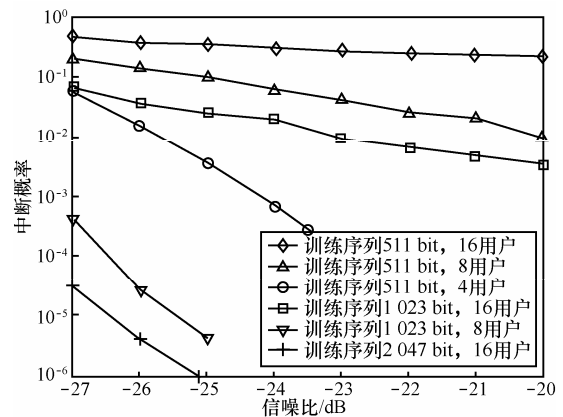


图 4 不同训练序列长度效果对比仿真

设置控制速率提升倍数 1 024、训练序列长度 511 bit、系统采样率 40.96 MHz，仿真不同用户终端运动速度下的链路中断概率，如图 5 所示。显然，用户运动速度越快，链路中断概率越高。其原因在于用户运动速度加快会增加环路控制周期内星地

传输时延的变化量，从而提高对星地环路动态应力的要求。为适应用户运动速度的提升，可增加控制速率提升倍数、延长训练序列长度或者降低系统采样率。另一方面也可看出，基于上述条件，本文所提方法可将星地环路所能承受的用户运动速度从文献[13]中的 40 km/h 提高至 8 马赫。

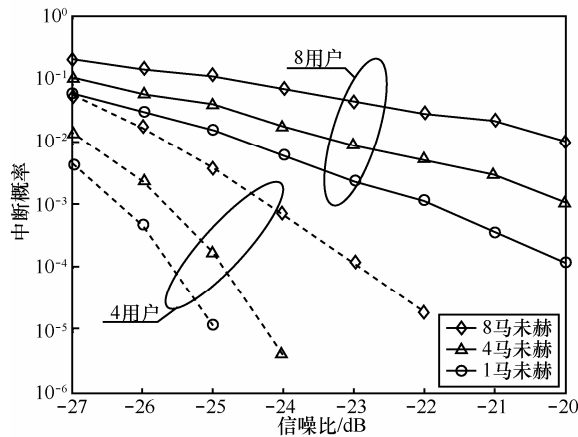


图 5 不同用户终端运动速度效果对比仿真

取系统采样速率为 20.48 MHz 和 40.96 MHz，考察其对系统性能的影响。控制速率提升倍数为 1 024、用户终端运动速度为 8 马赫、训练序列长度为 511。仿真结果如图 6 所示，可知系统采样速率越高，链路中断概率越低。其原因是：虽然采样周期越短，对同步精度要求越高，但采样率的增加会提高匹配相关时延测量的精度。在上述条件下，40.96 MHz 的系统采样速率能获得更为理想的链路传输性能。

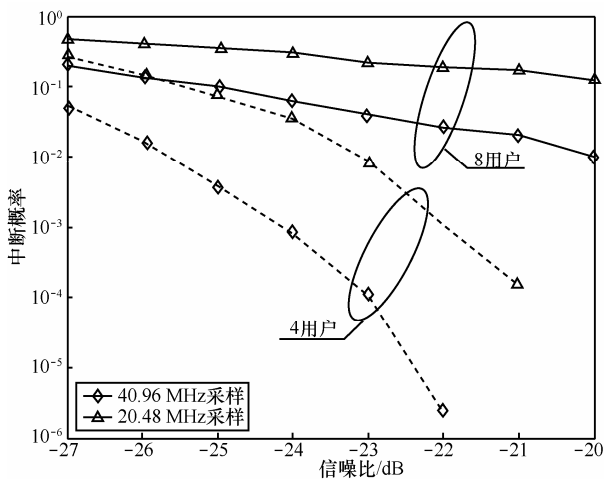


图 6 不同系统采样率效果对比仿真

### 5 结束语

本文在定量分析 SC-CFDMA 上行链路符号同

步误差影响的基础上，针对符号同步环路受限于星地传输时延的问题，提出星地多速率闭环控制方法，通过适当提升用户终端环路滤波器和累加器的控制速率，提高符号同步环路适应高速运动用户和多用户的能力。仿真结果表明，本文方法可将星地环路所能承受的用户运动速度从文献[13]中的 km/h 级提高至马赫级。

### 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] MYUNG H G. Hybrid Subcarrier Mapping Method and System[P]. United States, US 2013/0010703 A1, 2013.
- [3] PAUL A, JOSE I. UWB modulation scheme "SC-CFDMA" for multi-user communications[A]. Proceedings of 11th IRAJ International Conference[C]. 2014. 34-37.
- [4] 丁丹, 程乃平. 单载波二维码分与频分多址系统及其性能分析[J]. 系统工程与电子技术, 2015, 37(4): 923-928.
- [5] DING D, CHENG N P. Single carrier 2-dimensional code and frequency division multiple access system and its performance analysis [J]. Systems Engineering and Electronics, 2015, 37(4): 923-928.
- [6] 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.
- [7] YANG L H, YANG L X, ZHU H B. Time-varying channel estimation for LTE uplink SC-FDMA ststem with multi-user [J]. Journal on Communications, 2014, 35(9): 91-98.
- [8] 刘德良, 黄强, 徐大专. 基于迭代分组均衡的 SC-FDMA-IDMA 非正交多址接入系统[J]. 通信学报, 2014, 35(8): 48-55.
- [9] LIU D L, HUANG Q, XU D Z. Non-orthogonal multiple-access system SC-FDMA-IDMA with iterative block equalization [J]. Journal on Communications, 2014, 35(8): 48-55.
- [10] JERJAWI W A, ELDEMERDASH Y A, DOBRE O A. Second-order cyclostationarity-based detection of lte sc-fdma signals for cognitive radio systems [J]. 2015, 64(3): 823-833.
- [11] KALWAR S, UMRANI F A, MAGARINI M. Analysis of effect of carrier frequency offset on performance of LTE uplink[A]. The Third International Conference on Digital Information, Networking, and Wireless Communications (DINWC)[C]. 2015. 35-38.
- [12] FAN J C, LEE D, LI Y. *et al*. Multiuser scheduling and pairing with interference mitigation for LTE uplink cellular networks[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2015, 64(2): 481-492.
- [13] STEFANIA S, ISSAM T, MATTHEW B. LTE-the UMTS Long Term Evolution from Theory to Practice, Second Edition[M]. Wiely, 2010.
- [14] 陈大禹, 温向明, 郑伟. 一种基于 LTE TDD 系统上行同步控制算法[J]. 电子与信息学报. 2010, 32(8): 1938-1942.

- CHEN D Y, WEN X M, ZHENG W. Research on uplink synchronous control in LTE TDD system[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2010, 32(8): 1938-1942.
- [12] 栾西, 徐晓燕, 任术波, 等. 多波束卫星移动通信系统的传输时延特性分析[A]. 2010 年通信理论与信号处理学术年会[C]. 2010. 125-131. LUAN X, XU X Y, REN S B, *et al.* Analysis of the propagation delay characteristic in multi-beam mobile satellite system[A]. 2010 Symposium on Communication Theory and Signal Processing[C]. 2010. 125-131.
- [13] FRANCESCO R, MATTEO B. On synchronization for SC-FDMA waveform over GEO satellite networks[A]. *Proceedings of 6th Advanced Satellite Multimedia Systems Conference and 12th Signal Processing for Space Communications Workshop*[C]. 2012. 233-237.
- [14] 李夏雨, 金惠良, 钟庆昌. 基于鲁棒稳定性的多速率采样控制系统设计 [J]. *上海交通大学学报*, 2013, 47(12): 1902-1906. LI X Y, JIN H L, ZHONG Q C. Optimal design of a multi-rate sampled data control system based on robust stability [J]. *Journal of Shanghai Jiaotong University*, 2013, 47(12): 1902-1906.
- [15] KHARGONECKAR P, POOLLA K, TANNENBAUM A. Robust control of linear time-invariant plants using periodic compensation [J]. *IEEE Transaction on Automatic Control*, 1985, 30(11): 1088-1096.

#### 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。