

# 非理想同步情况下 TD-SCDMA 系统上行链路的信道估计特性

黄玉慧, 张水莲

(解放军信息工程大学 信息工程学院, 河南 郑州 450002)

**摘要:** 分别从理论分析和计算机仿真两方面分析了非理想同步下, TD-SCDMA 系统上行链路的信道估计特性。理论推导表明, 当某一用户的到达时刻发生偏移时, 其信道冲激响应发生相应方向的循环移位, 同时还会对信道中所有激活用户的信道冲激响应造成一个类似于高斯白噪声的固有干扰。通过计算机仿真还发现不同的移位方向对联合检测性能产生的影响也不同。

**关键词:** 非理想同步; 信道估计; Midamble 码; TD-SCDMA

## Research on TD-SCDMA system channel estimation of imperfect synchronization

HUANG Yu Hui, ZHANG Shui Lian

(Information Engineering Institute, Information Engineering University of PLA, Zhengzhou 450002, China)

**Abstract:** In this paper, channel estimation in uplink TD-SCDMA system with imperfect synchronization is analyzed from both theory and simulations. The analysis shows that the left (or right) shift of user's arrive time will result in a circular shift of its actual channel impulse response (CIR) with corresponding direction. Simultaneously, it also will produce a fixed interference, which is similar as white Gaussian noise, which adding on the CIR of every active user in the channel. Then simulation at the end of the paper proves these conclusions, and shows that the different shift direction will cause different impact on joint detection performance.

**Key words:** imperfect synchronization; channel estimation; Midamble code; TD-SCDMA

TD-SCDMA<sup>[1]</sup>在系统容量、频谱利用率和抗干扰能力等方面的突出优势, 均得益于智能天线、联合检测、上行同步等新技术的应用。其中, 联合检测技术的成功应用, 不仅提高了各个用户的性能, 基本解决了远近效应问题, 而且降低了系统对功率控制精度的要求。然而, 联合检测技术只有在知道所有用户的扩频码和信道冲激响应时才能使用, 而这需要信道估计技术予以解决。因此, 从某种意义上讲, 信道估计的准确性是联合检测技术能否完美实现的前提。

由于 TD-SCDMA 是一个上行同步系统, 在多径环境中, 上行同步就意味着 UE 信号主径同步到达基站。而在实际系统中, 由于基站同步控制算法精度、用户信道变化剧烈程度以及其他干扰噪声等因素的影响, 一般无法获得严格的上行同步, 这种情况称为非理想同步。参考文献[2]基于 RAKE 接收技术分析了非理想同步对于 TD-SCDMA 系统上行链路性能的影响, 得出上行非理想同步使上行链路性能退化的结论。参考文献[3]仿真分

析了 TD-SCDMA 系统下行链路 UE 同步丢失对于信道估计和联合检测的影响。

本文针对 TD-SCDMA 上行链路, 用户主径到达时刻非理想同步的情况, 从理论分析和计算机仿真两方面研究非理想同步情况下的信道估计性能及其对联合检测的影响。

### 1 TD-SCDMA 系统模型<sup>[4]</sup>

TD-SCDMA 系统中使用 B.steiner 估计器<sup>[5]</sup>, 它利用训练序列 (Midamble 码) 同时估计出同一时隙内每个用户的信道冲激响应。文中  $()^T$  表示转置。

#### 1.1 Midamble 的生成规则

TD-SCDMA 系统共有 128 个长为 144 码片的基本 Midamble 码, Midamble 码在每个常规时隙的中间发送, 发送功率与数据符号相同, 但不进行扩频和加扰, 只进行复数化处理。每个小区使用一个基本 Midamble 码, 上下行使用的 Midamble 码存在三种方式: 高层分配、通用 Midamble 码、默认 Midamble 码。相应分配方案参见文献[6]。

二进制基本 Midamble 写成向量形式:

$$\mathbf{m}_p = (m_1, m_2, \dots, m_p) \quad (1)$$

$P=128$ , 使用 QPSK 调制时复向量形式为:

$$\underline{\mathbf{m}}_p = (\underline{m}_1, \underline{m}_2, \dots, \underline{m}_p) \quad (2)$$

其中:  $\underline{m}_i = (j)^i m_i, i=1, \dots, P$ .

将  $\underline{\mathbf{m}}_p$  进行周期扩展到  $i_{\max} = L_m + (K-1)W$ , 其中  $L_m = 144, K$  是一个时隙内最大用户数目,  $W = \lfloor P/K \rfloor$  是信道估计窗长,  $\lfloor \cdot \rfloor$  代表向下取整运算。  $\underline{\mathbf{m}}_p$  进行周期扩展后得到新向量  $\underline{\mathbf{m}} = (\underline{m}_1, \underline{m}_2, \dots, \underline{m}_{i_{\max}})$  有:

$$\underline{\mathbf{m}}(i) = \begin{cases} \underline{\mathbf{m}}_p(i), & 1 \leq i \leq P \\ \underline{\mathbf{m}}_p(i-P), & P < i \leq i_{\max} \end{cases} \quad (3)$$

第  $k$  个用户的 Midamble 码  $\underline{\mathbf{m}}^{(k)}$  产生方法<sup>[7]</sup>见图 1。

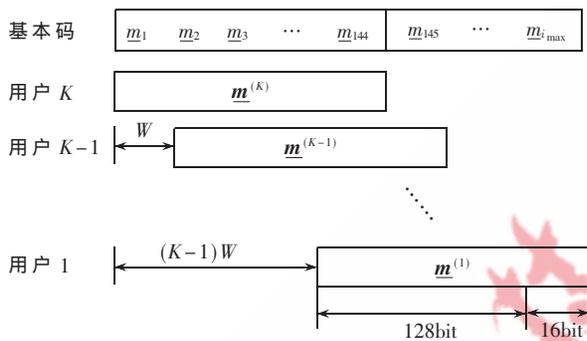


图 1 Midamble 码产生示意图

### 1.2 TD-SCDMA 系统上行信道估计

TD-SCDMA 系统的帧结构如图 2 所示, 其中  $B$  为一个频率时隙带宽,  $T_f$  为一个 TD-SCDMA 帧的持续时间,  $N_{fg}$  表示一帧内所含的突发数,  $T_{bu}$  表示突发的持续时间,  $K$  为用户数。可以看出, 一个突发内包含两个数据段、一个 Midamble 码和一个保护间隔, 其中 Midamble 码就是为信道估计而设。

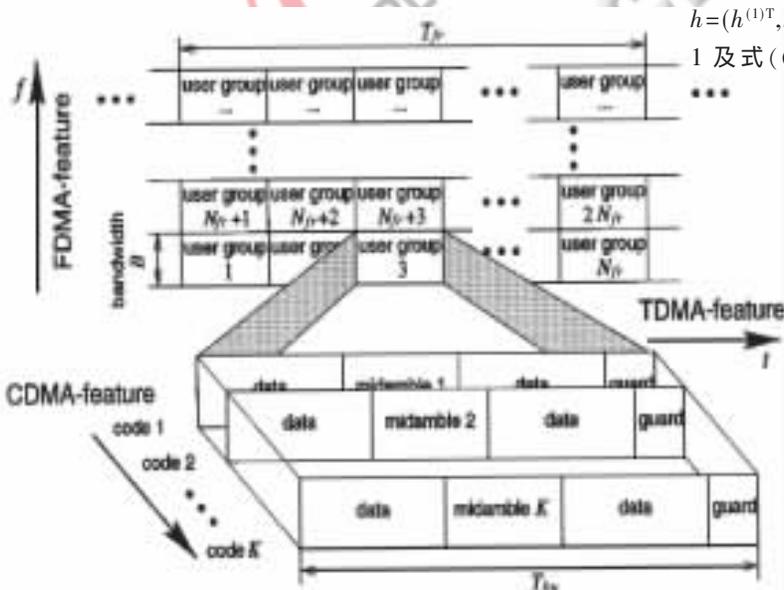


图 2 TD-SCDMA 系统的帧结构

设用户  $k$  离散时间脉冲信道冲激响应为:

$$\underline{\mathbf{h}}^{(k)} = (\underline{h}_1^{(k)}, \underline{h}_2^{(k)}, \dots, \underline{h}_W^{(k)})^T \quad (4)$$

并假定在一个突发内时不变。图 1 用户  $k$  Midamble 码为:

$$\underline{\mathbf{m}}^{(k)} = (\underline{m}_1^{(k)}, \underline{m}_2^{(k)}, \dots, \underline{m}_{L+W-1}^{(k)})^T \quad (5)$$

其中,  $L$  是接收矢量长度。用户  $k$  的 Midamble 码通过信道后的接收矢量方程式如下:

$$\underline{\mathbf{e}}^{(k)} = \begin{bmatrix} \underline{m}_1^{(k)} \\ \underline{m}_2^{(k)} & \underline{m}_1^{(k)} \\ \vdots & \vdots & \ddots \\ \underline{m}_W^{(k)} & \underline{m}_{W-1}^{(k)} & \dots & \underline{m}_1^{(k)} \\ \vdots & \underline{m}_W^{(k)} & & \underline{m}_2^{(k)} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \underline{m}_{W+L-1}^{(k)} & \underline{m}_{W+L-2}^{(k)} & \dots & \underline{m}_L^{(k)} \\ & \underline{m}_{W+L-1} & & \vdots \\ & & \ddots & \vdots \\ & & & \underline{m}_{W+L-1}^{(k)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \underline{h}_1^{(k)} \\ \underline{h}_2^{(k)} \\ \vdots \\ \underline{h}_W^{(k)} \end{bmatrix} + \underline{\mathbf{n}}^{(k)} \quad (6)$$

当给定信道响应长度  $W$  后, 由于 Midamble 码位于两个数据段之间, 这会使接收端的 Midamble 码的前  $W-1$  位符号受到数据符号的干扰, 后  $W-1$  位符号影响第二个接收数据段, 所以唯一由 Midamble 码决定的是其  $W \sim W+L-1$  位, 为统一矩阵形式。本文舍去前  $W$  位(这与舍去前  $W-1$  位相同, 仅在接收方提取 Midamble 码时的起始位置不同), 对应的接收矢量  $\underline{\mathbf{e}}^{(k)}$  满足:

$$\underline{\mathbf{e}}^{(k)} = \mathbf{G}^{(k)} \underline{\mathbf{h}}^{(k)} + \underline{\mathbf{n}}^{(k)} \quad (7)$$

其中,  $\mathbf{G}_{ij}^{(k)} = \underline{m}_p^{(k)}, P = (W+i-j) \bmod W + 1, i=1, \dots, L; j=1, \dots, W; \underline{\mathbf{n}}^{(k)}$  为加性噪声。

考虑所有用户, 用  $\underline{\mathbf{m}}$  表示各用户 Midamble 码通过信道以后的后 128 码片接收数据,  $\underline{\mathbf{n}}$  表示加性高斯白噪声,  $\underline{\mathbf{h}} = (\underline{h}^{(1)T}, \underline{h}^{(2)T}, \dots, \underline{h}^{(K)T})^T$  为所有用户的信道冲激响应, 由图 1 及式(6)构成一个  $\mathbf{G}$  矩阵, 形式如下:

$$\mathbf{G} = (\mathbf{G}^{(1)}, \dots, \mathbf{G}^{(K)}) = \begin{bmatrix} \underline{m}_1 & \underline{m}_{128} & \dots & \underline{m}_2 \\ \underline{m}_2 & \underline{m}_1 & \dots & \underline{m}_3 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \underline{m}_{128} & \underline{m}_{127} & \dots & \underline{m}_1 \end{bmatrix} \quad (8)$$

则由  $\mathbf{G}$  矩阵引起的信道冲激响应方程为:

$$\underline{\mathbf{e}} = \mathbf{G} \underline{\mathbf{h}} + \underline{\mathbf{n}} \quad (9)$$

$\underline{\mathbf{h}}$  的最大似然估计<sup>[5]</sup>为:

$$\hat{\underline{\mathbf{h}}} = (\mathbf{G}^H \mathbf{G})^{-1} \mathbf{G}^H \underline{\mathbf{e}} = \mathbf{G}^{-1} \underline{\mathbf{e}} \quad (10)$$

从式(8)可以看出  $\mathbf{G}$  矩阵是循环相关矩阵, 所以上式可以通过求 FFT 来简化计算, 得到:

$$\hat{\underline{\mathbf{h}}} = IFFT(FFT(\underline{\mathbf{e}}) \cdot FFT(\underline{\mathbf{m}}_{basic})) \quad (11)$$

其中  $FFT(\cdot), IFFT(\cdot)$  分别表示快速傅里叶变换和逆变换,  $(\cdot / \cdot)$  表示点除,  $\underline{\mathbf{m}}_{basic}$  为基本 Midamble 码。

2 非同步情况下系统上行信道估计

2.1 一个用户向左偏移 1 位的上行信道估计

为便于分析,给出简化模型,如图 3。假设信道估计窗长  $W=16$ ,上行最大用户数  $K=8$ ,仅用户 2 提前一个码片时间到达(Midamble 码左移),其右侧数据块的第一个码片数据  $D_R[1] \in \{\pm 1, \pm j\}$  移位进入 Midamble 的最后一个码片。



图 3 简化用户偏移模型示意图

在上述非同步情况下,式(8)中的  $G$  变为:

$$G_{L,1} = \begin{bmatrix} m_1 & \cdots & m_{114} & m_{114} & m_{113} & \cdots & m_{99} & m_{97} & \cdots \\ m_2 & \cdots & m_{115} & m_{115} & m_{114} & \cdots & m_{100} & m_{98} & \cdots \\ \vdots & \vdots \\ m_{127} & \cdots & m_{112} & m_{112} & m_{111} & \cdots & m_{99} & m_{97} & \cdots \\ m_{128} & \cdots & m_{113} & D_R[1] & m_{112} & \cdots & m_{98} & m_{96} & \cdots \end{bmatrix} \quad (12)$$

可见,  $G_{L,1}$  由同步状态下的变化而来:

$$G_{L,1} = [G(:,1:16), G_{D,L,1}, G(:,33:128)] \quad (13)$$

其中,  $G_{D,L,1}$  是将  $G(:,16:31)$  矩阵的第 128 行第 1 列的数据替换为  $D_R[1]$  得到的矩阵。

假设此时接收到的数据为  $e_{m,L,1}$ , 则有:

$$e_{m,L,1} = G_{L,1} h + n \quad (14)$$

采用式(10)的估计方法来估计用户信道冲激响应:

$$\hat{h}_{L,1} = (G^H G)^{-1} G^H e_{m,L,1} = (G^{-1} G_{L,1}) \hat{h} + G^{-1} n \quad (15)$$

根据式(13)知  $G^{-1} G_{L,1}$  矩阵已不再是单位阵,但是  $G_{L,1}$  的生成有一定规律,下面用矩阵理论对其进行数学分析。

定义矩阵  $I_N$  为  $N \times N$  的单位矩阵,  $H_{L,1}^{(2)}$  为主对角线第一个元素为 1,上次对角线为全 1,其余均为 0,维数为  $17 \times 17$  的矩阵,即

$$H_{L,1}^{(2)} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & 1 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}_{17 \times 17} \quad (16)$$

进而定义偏移矩阵  $H$  为:

$$H = \begin{bmatrix} I_{15} & 0 & 0 \\ 0 & H_{L,1}^{(2)} & 0 \\ 0 & 0 & I_{96} \end{bmatrix} \quad (17)$$

定义与  $G$  有相同维数的数据影响矩阵  $B_{L,1}^{(2)}$ , 其仅在第 128 行第 17 列的数据为 1,其余均为零:

$$B_{L,1}^{(2)} = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \cdots & 1 & \cdots & 0 \end{bmatrix} \quad (18)$$

同时定义  $a_{L,1}^{(2)} = D_R[1] - m_{113}$ , 则  $G_{L,1}$  可表示为:

$$G_{L,1} = GH + a_{L,1}^{(2)} B_{L,1}^{(2)} \quad (19)$$

联合(15)、(19)式有:

$$\begin{aligned} \hat{h}_{L,1} &= G^{-1} (GH + a_{L,1}^{(2)} B_{L,1}^{(2)}) \hat{h} + G^{-1} n \\ &= (H + a_{L,1}^{(2)} G^{-1} B_{L,1}^{(2)}) \hat{h} + G^{-1} n \end{aligned} \quad (20)$$

$$= \tilde{h}_{L,1} + G^{-1} n$$

$$\tilde{h}_{L,1} = \tilde{h}_1 + \tilde{h}_2 = H \hat{h} + a_{L,1}^{(2)} G^{-1} B_{L,1}^{(2)} \hat{h} \quad (21)$$

计算式(21)的第一项可得:

$$\begin{aligned} \tilde{h}_1 &= (h_1^{(1)}, \cdots, h_{15}^{(1)}, (h_{16}^{(1)} + h_1^{(2)}), \\ & \quad h_2^{(2)}, \cdots, h_{16}^{(2)}, 0, \cdots, h_{16}^{(8)})^T \end{aligned} \quad (22)$$

从式(22)可以看出用户 2 的冲激响应向左移一位,其中  $h_1^{(2)}$  与用户 1 的最后一个冲激响应  $h_{16}^{(1)}$  叠加而其本来的位置被后面的  $h_2^{(2)}$  代替,用户 2 冲激响应的其余位置依次由后面一位代替,而  $h_{16}^{(2)}$  原来的位置为 0,其余用户的冲激响应不变。显然,用户到达时刻的偏移,导致该用户的冲激响应发生相应移位。

记  $G^{-1}$  最后一列元素构成的列向量为  $G_e = (g_i)_{i=1 \cdots 128}$ ,

$G^{-1} B_{L,1}^{(2)}$  是第 17 列为  $G_e$ ,其余均为零的矩阵:

$$G^{-1} B_{L,1}^{(2)} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \cdots & g_1 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & g_2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & g_{128} & \cdots & 0 \end{bmatrix}_{128 \times 128} \quad (23)$$

↑  
第 17 列

则计算式(21)的第二项有:

$$\begin{aligned} \tilde{h}_2 &= a_{L,1}^{(2)} G^{-1} B_{L,1}^{(2)} \hat{h} \\ &= a_{L,1}^{(2)} (g_1 h_1^{(2)}, \cdots, g_{(k-1) \times 16 + j} h_1^{(2)}, \cdots, g_{128} h_1^{(2)})^T \end{aligned} \quad (24)$$

其中  $j=1, \cdots, 16$ 。

由式(24)可见,用户 2 非同步移位对冲激响应的影响除了有一个固定常数  $a_{L,1}^{(2)}$  外,每个用户的冲激响应值还受到  $h_1^{(2)}$  与  $G^{-1}$  最后一列上相应元素乘积的影响。即偏移数据  $D_R[1]$  对所有用户的冲激响应均造成影响,某种意义上可以理解为偏移数据使所有用户冲激响应的背景噪声增加。

注意到系统中的用户数确定  $G_e$  为已知;当  $a_{L,1}^{(2)}$  确定后,非同步移位对信道冲激响应的影响可以计算出来。

将式(22)、(24)代入式(21)有:

$$\begin{aligned} \tilde{h}_{L,1} &= (h_1^{(1)} + a_{L,1} g_1 h_1^{(2)}, \cdots, h_{15}^{(1)} + a_{L,1} g_{15} h_1^{(2)}, \\ & \quad (h_{16}^{(1)} + h_1^{(2)} + a_{L,1} g_{16} h_1^{(2)}), h_2^{(2)} + a_{L,1} g_{17} h_1^{(2)}, \cdots, \\ & \quad h_{16}^{(2)} + a_{L,1} g_{13} h_1^{(2)}, a_{L,1} g_{32} h_1^{(2)}, \cdots, h_{16}^{(8)} + a_{L,1} g_{128} h_1^{(2)})^T \end{aligned} \quad (25)$$



应完全与用户 2 叠加,而用户 3 的信道响应窗口只有噪声,同时可以看出随着用户 3 偏移量的增加,所有用户信道冲激响应的底部背景噪声也大为增加,这与结论(2)、(3)吻合;图 8 中,由于用户 1 右偏 5 个码片,用户 2 左偏 5 个码片,两者的信道冲激响应主分量即将产生混叠,由于用户 3 右偏 10 个码片,用户 3 和用户 4 的信道冲激响应值已经混叠,此时已经无法区分这两个用户的响应,用户 5~8 的信道冲激响应估计值与同步情况下接近,此外底部的背景噪声较图 5 也大大增加。

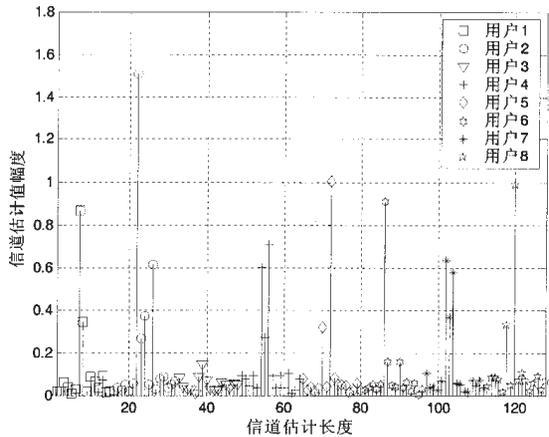


图 7 用户 3 向左偏移 16 个码片时的信道冲激响应估计

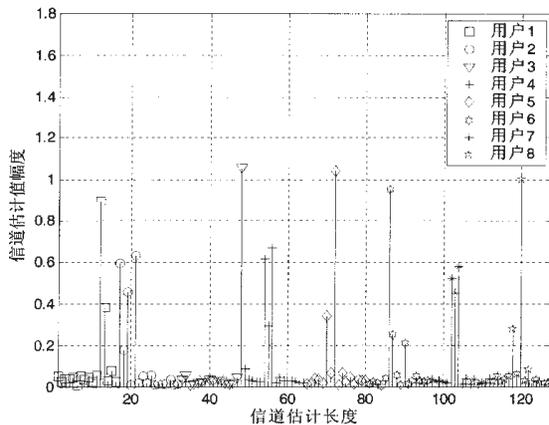


图 8 多个用户发生码片偏移时的信道冲激响应估计

图 9 给出了用户 2 发生偏移时的联合检测性能。可见,随着移位数的增加,联合检测性能逐渐变差。特别是,当左移码片数达到 6、右移码片数为 7 时,联合检测性能急剧恶化。这是因为当目标用户到达时刻发生左偏超过 5 或右偏超过 6 时,其信道冲激响应估计值主分量移位出属于该用户的信道估计窗口,从而导致联合检测性能严重下降。

本文分别从理论推导和仿真验证两方面研究了非理想同步条件下 TD-SCDMA 系统的信道估计。理论推导表明某一用户的到达时刻发生左(右)偏移时,其信道冲激响应也会发生相应的左(右)偏移,同时还会对信道

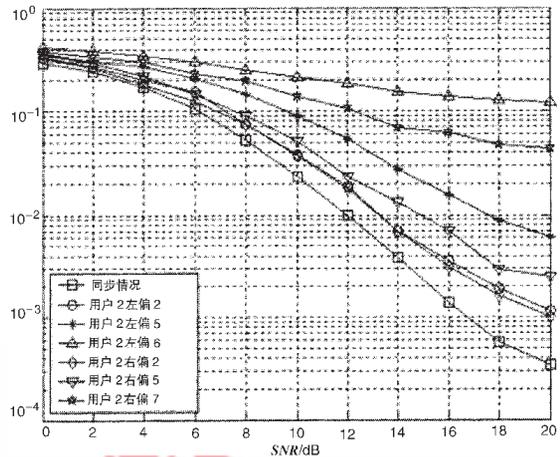


图 9 用户 2 发生偏移时的联合检测性能

中所有激活用户的信道冲激响应造成一个固有干扰。当偏移量过大时,用户间冲激响应主分量发生叠加,无法区分。仿真结果也验证了上述结论,同时还发现,向左偏移对联合检测性能影响更大。

文中得到的结论可继续用于研究非理想同步条件下 TD-SCDMA 系统联合检测及上行链路性能。此外,虽然理论分析还表明在数据量足够的条件下,可消除固有干扰,但在实际应用中如何得到有效的数据,还是亟待解决的问题。

参考文献

- [1] 彭木根, 王文博. TD-SCDMA 移动通信系统[M]. 北京: 机械工业出版社, 2005.
- [2] LIU Shu Qing, CRUZ J R. Uplink performance of TD-SCDMA systems[J]. IEEE Transaction on Vehicular Technology, 2004, 6:4170-4174.
- [3] LI Yue Heng. The effect of out-of-synchronization on channel estimation and joint detection in down-link TD-SCDMA systems[C]. 14th IEEE Proceedings on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2003. PIMRC 2003 Volume 1, 2003:978-983.
- [4] 谢显中. TD-SCDMA 第三代移动通信系统技术与实现[M]. 北京: 电子工业出版社, 2004: 114-205.
- [5] STEINER B, BAIER P W. Low cost channel estimation in the uplink receiver of CDMA mobile radio systems [J], Frequenz, vol.47, 1993:292-298.
- [6] 3GPP TS 25.221 V7.0.0. Technical specification group radio access network; Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (TDD)[S]. Sophia Antipolis Valbonne: 3rd Generation Partnership Project, 2006.
- [7] 3rd Partnership Project. 3GPP TS 25.221 (V3.6.0), Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (TDD) (Release 1999)[S/OL]. <http://www.3gpp.org> (收稿日期: 2007-09-25)