

# 一种多用户辅助的 TD-SCDMA 下行信道估计方法

卿朝进,唐友喜,邵士海

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室,四川成都 610054)

**摘要:** 在 TD-SCDMA 下行链路中,某一特定下行用户会收到所有下行用户的训练序列,利用这一特殊性,提出了一种多用户辅助的下行信道估计方法.该方法首先对同一时隙所有下行用户信道估计窗内的信息进行预处理,抑制由干扰(噪声)贡献的信道响应;然后将预处理后的各信道估计窗内的信道响应加权合并,增强当前用户信道估计窗内信道响应的信噪比.仿真结果表明,提出方法能有效改善 TD-SCDMA 下行链路的信道估计性能.

**关键词:** TD-SCDMA; Steiner 估计器; 信道估计; 信道估计窗

**中图分类号:** TN914      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112 (2010) 04-0934-05

## A Multi-user Aided Channel Estimation Method for the Downlink of TD-SCDMA

QING Chao-jin, TANG You-xi, SHAO Shi-hai

(National Key Laboratory of Communications, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu, Sichuan 610054, China)

**Abstract:** In the downlink of TD-SCDMA, the training sequences for all the downlink users are received by the receiver of a specific user. Based on this characteristics, a multi-user aided downlink channel estimation method is proposed. In this method, the information in the channel estimation windows of all the downlink users at the same time slot is first preprocessed to suppress the channel responses contributed by interference (noise); and the preprocessed channel responses in all the channel estimation windows are then combined with appropriate weights to enhance the SNR of the channel response in the channel estimation window of the specific user. Computer simulation results show that the proposed method can significantly improve the performance of channel estimation for the downlink of TD-SCDMA.

**Key words:** TD-SCDMA; Steiner estimator; channel estimation; channel estimation window

### 1 引言

B. Steiner 等人根据 TDD 系统的特点,提出了适宜于 UMTS-TDD 上、下行链路的低代价信道估计算法<sup>[1,2]</sup>.该算法可在频域进行信道估计,因计算复杂度低而被 UMTS TDD-CDMA 普遍采用<sup>[3,4]</sup>.文献[5]和[6]对 Steiner 信道估计器进行改进:利用门限处理方法,将功率小于门限的信道响应值置零,削弱干扰(噪声)对信道估计的影响.文献[5]以噪声功率的倍数为门限,得到了改善估计性能的门限信噪比( $r = 1.5$ );文献[6]以最强信道响应功率的一定比例为门限,仿真得到了使估计性能改善的比例取值(10% ~ 15%).在车载信道下,文献[5]和[6]的方法均能改善 Steiner 估计器性能 1 ~ 2dB<sup>[6]</sup>.

然而,在 TD-SCDMA 下行链路的同一时隙里,某一特定用户  $k$  会收到当前时隙所有下行用户的训练序列<sup>[7]</sup>,现有的文献还没有利用这种特殊性对 Steiner 信道估计器进行改进.为此,在不改变 TDD 协议规定的情况下,本文提出一种多用户辅助的 TD-SCDMA 下行信道估

计方法:对同一时隙多个下行用户信道估计窗信息进行预处理,削弱纯粹由干扰贡献的信道响应;然后将预处理后的各用户信道估计窗内的信道响应加权合并,增强当前用户信道估计窗内信道响应的信噪比.比较分析了提出方法与现有方法的性能,给出了仿真结果.

### 2 系统模型

TD-SCDMA 下行的系统模型如图 1 所示,用户  $k$  ( $k = 1, 2, \dots, K$ ) 的数据经调制、扩频和扰码,形成数据矢量  $\mathbf{d}^{(k)}$ .  $\mathbf{d}^{(k)}$  与该时隙用户  $k$  的  $q_{\text{mid}} \times 1$  的中间码(midamble)<sup>[8]</sup> 矢量  $\mathbf{m}^{(k)}$  进行时分复用,形成  $q \times 1$  的时隙数据矢量  $\mathbf{x}_k$ . 由于一个时隙中的功率加权值为常数<sup>[8]</sup>, 本文将发射信号抽象为  $\mathbf{x}_k$  幅度加权的形式.  $q \times 1$  的发射信号矢量  $\mathbf{s}$ , 表示为

$$\mathbf{s} = \sum_{k=1}^K (\gamma_k \mathbf{x}_k), k = 1, 2, \dots, K \quad (1)$$

其中,  $\gamma_k$  为用户  $k$  的幅度加权值,  $\gamma_k = 0$  表示用户  $k$  处于非激活状态( $\gamma_k \neq 0$  时,用户  $k$  处于激活状态,称用户

$k$  为激活用户),  $K$  为当前时隙下行的最大用户数. 这里所有参数的定义和取值与文献[8]相同.

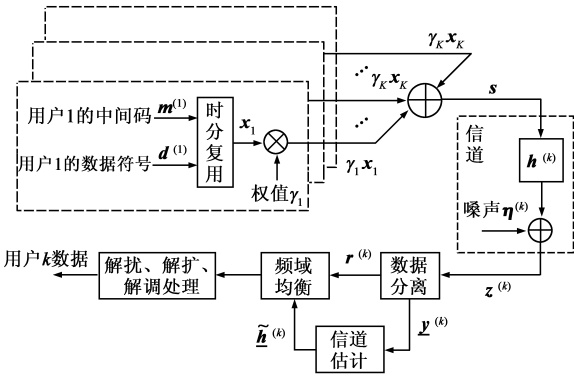


图1 系统收发信机模型

图1中,  $\mathbf{h}^{(k)} = (h_0^{(k)}, h_1^{(k)}, \dots, h_{L-1}^{(k)})^T$  为  $L \times 1$  多径信道矢量, “T”表示矩阵转置; 用户  $k$  接收到  $(q + L - 1) \times 1$  的信号矢量  $\mathbf{z}^{(k)}$  为

$$\mathbf{z}^{(k)} = \mathbf{s} * \mathbf{h}^{(k)} + \boldsymbol{\eta}^{(k)} \quad (2)$$

其中, “\*”表示卷积运算,  $\boldsymbol{\eta}^{(k)}$  为用户  $k$  接收机的  $(q + L - 1) \times 1$  的加性高斯白噪声矢量. 按时隙格式, 可从  $\mathbf{z}^{(k)}$  中分离出数据  $\mathbf{r}^{(k)}$  和用于信道估计的  $q_{\text{mid}} \times 1$  的中间码  $\mathbf{y}^{(k)}$ . 利用中间码可估计出用户  $k$  的  $W \times 1$  ( $W$  为信道冲激响应观察窗长<sup>[8]</sup>) 的信道冲激响应矢量  $\tilde{\mathbf{h}}^{(k)}$ . 将  $\tilde{\mathbf{h}}^{(k)}$  和  $\mathbf{r}^{(k)}$  输入线性均衡检测器消除多址干扰和符号间干扰, 最后进行解扰、解扩和解调处理, 还原出用户  $k$  的发送数据.

### 3 下行信道估计

在下行链路中, 用户  $k$  用户会收到所有下行用户的中间码<sup>[7]</sup>. 假设  $\mathbf{y}^{(k)} = (\gamma_1^{(k)}, \gamma_2^{(k)}, \dots, \gamma_{q_{\text{mid}}+L-1}^{(k)})^T$ , 在最大路径延迟不超过观察窗的长度时, 利用  $\mathbf{y}^{(k)}$  的中间  $P$  个数据  $\mathbf{y}^{(k)} = (\gamma_{W+1}^{(k)}, \gamma_{W+2}^{(k)}, \dots, \gamma_{W+P}^{(k)})^T$  进行信道估计, 有

$$\mathbf{y}^{(k)} = \mathbf{G}\mathbf{h} + \mathbf{n}^{(k)} \quad (3)$$

其中,  $\mathbf{h}$  为  $P \times 1$  的信道响应;  $\mathbf{n}^{(k)} \sim N(0, \sigma^2 \mathbf{I}_P)$ ,  $\sigma^2$  为噪声功率,  $\mathbf{I}_P$  为  $P \times P$  的单位矩阵;  $\mathbf{G}$  为  $KW \times KW$  的系统矩阵(考虑  $KW = P$ )<sup>[5]</sup>. 在同一个时隙里, 有

$$\mathbf{h} = (\gamma_1 \mathbf{h}^{(k)T}, \gamma_2 \mathbf{h}^{(k)T}, \dots, \gamma_k \mathbf{h}^{(k)T})^T \quad (4)$$

这里,  $\mathbf{h}^{(k)} = (h_0^{(k)}, h_1^{(k)}, \dots, h_{W-1}^{(k)})^T$ . 利用迫零准则<sup>[9]</sup>, 信道响应矢量的估计值为

$$\hat{\mathbf{h}} = ((\gamma_1 \mathbf{h}^{(k)} + \mathbf{n}_1^{(k)})^T, \dots, (\gamma_k \mathbf{h}^{(k)} + \mathbf{n}_k^{(k)})^T)^T \quad (5)$$

其中,  $\gamma_i \mathbf{h}^{(k)} + \mathbf{n}_i^{(k)}$  为用户  $k$  观察到的用户  $i$  信道估计窗内的信号,  $\mathbf{n}_i^{(k)}$  为用户  $i$  信道估计窗内的噪声. 下行用户  $k$  可通过选择自己的信道估计窗<sup>[10]</sup>, 得到其需要的信道估计矢量  $\gamma_i \mathbf{h}^{(k)} + \mathbf{n}_i^{(k)}$ . 然而, 从式(4)可以看到, 其他激活用户的信道估计窗里也有期望得到的信道冲

激响应  $\mathbf{h}^{(k)}$ .

### 3.1 预处理

Steiner 信道估计器的性能易受信道中干扰的影响, 为获得更好的信道估计性能, 需要作相应的预处理, 削弱干扰. 这里, 依照文献[5]提出的基于门限处理的方法进行预处理. 将  $\hat{\mathbf{h}}$  表示为  $\hat{\mathbf{h}} = (\hat{h}_0^{(k)}, \hat{h}_1^{(k)}, \dots, \hat{h}_{P-1}^{(k)})^T$ , 相应的处理方法为:

$$\hat{h}_l'^{(k)} = \begin{cases} \hat{h}_l^{(k)}, & |\hat{h}_l^{(k)}|^2 > \varepsilon \\ 0, & \text{其他} \end{cases}, \quad l = 0, 1, \dots, P-1 \quad (6)$$

其中,  $\varepsilon = r^2 \sigma^2$ ,  $r^2$  和  $\sigma^2$  根据实验确定,  $r^2$  表示门限信噪比,  $\sigma^2$  表示用户  $k$  接收机的噪声功率. 经过式(6)的处理后, 将式(6)中的  $\hat{\mathbf{h}}$  表示为  $\hat{\mathbf{h}}'$ , 有

$$\hat{\mathbf{h}}' = ((\gamma_1 \mathbf{h}^{(k)} + \mathbf{n}_1^{(k)})^T, \dots, (\gamma_k \mathbf{h}^{(k)} + \mathbf{n}_k^{(k)})^T)^T \quad (7)$$

在合理的门限信噪比下,  $W \times 1$  的矢量  $\mathbf{n}_i^{(k)}$  的平均功率将小于  $\mathbf{n}_i^{(k)}$  的平均功率.

### 3.2 合并

根据式(7), 对下行激活用户的信道估计窗内信号进行合并, 以提高估计矢量的信噪比. 取

$$\tilde{\mathbf{h}}^{(k)} = \sum_{i=1}^K (\partial_i \gamma_i) \mathbf{h}^{(k)} + \sum_{i=1}^K (\partial_i \mathbf{n}_i^{(k)}) \quad (8)$$

其中,  $\partial_i$  为各个估计窗内的信号的实数加权值, 这里的目标是寻求  $\partial_i$  的组合, 使估计矢量  $\tilde{\mathbf{h}}^{(k)}$  在一个时隙里的平均信噪比最大. 预处理确保了非激活用户信道窗内噪声对合并的影响可以忽略. 从而, 合并处理不必检测当前时隙哪些用户处于激活状态.

将下行各个信道估计窗内去噪处理后的噪声功率进行平均, 得到平均噪声功率  $\bar{\sigma}^2$  (一个时隙里,  $\bar{\sigma}^2$  为常数). 为简化处理, 利用  $\bar{\sigma}^2$  作为各个信道估计窗内的平均噪声功率. 于是,  $\tilde{\mathbf{h}}^{(k)}$  在一个时隙里的平均信噪比可定义为

$$\mathbf{r}^{(k)} = E\left(\left(\sum_{i=1}^K (\partial_i \|\gamma_i \mathbf{h}^{(k)}\|)\right)^2 / \sum_{i=1}^K (\partial_i^2 W \bar{\sigma}^2)\right) \quad (9)$$

这里,  $\|\cdot\|$  和  $E(\cdot)$  分别表示求 Frobenius 范数运算和均值运算. 根据柯西不等式<sup>[11]</sup>, 有

$$\left(\sum_{i=1}^K (\partial_i \|\gamma_i \mathbf{h}^{(k)}\|)\right)^2 \leq \left(\sum_{i=1}^K \partial_i^2\right) \cdot \left(\sum_{i=1}^K \|\gamma_i \mathbf{h}^{(k)}\|^2\right) \quad (10)$$

式(10)中, 等号仅当  $\partial_1 / \|\gamma_1 \mathbf{h}^{(k)}\| = \dots = \partial_K / \|\gamma_K \mathbf{h}^{(k)}\|$  时成立, 不失一般性, 取  $\partial_1 / \|\gamma_1 \mathbf{h}^{(k)}\| = \dots = \partial_K / \|\gamma_K \mathbf{h}^{(k)}\| = 1$ .

当  $\partial_i = \|\varphi_i \mathbf{h}^{(k)}\|$ , 合并处理后  $\tilde{\mathbf{h}}^{(k)}$  可以获得最大平均信噪比  $\mathbf{r}_{\text{max}}^{(k)} = \sum_{i=1}^K (\|\gamma_i \mathbf{h}^{(k)}\|^2 / W \bar{\sigma}^2)$ . 然而, 在实际应用中, 很难将一个观察窗内的信号与噪声分离开. 为此, 对加权值简化处理: 用  $\|\gamma_i \mathbf{h}^{(k)} + \mathbf{n}_i^{(k)}\|$  代替式(9)中

$$\|\gamma_i \underline{h}^{(k)}\|. \text{ 从而} \quad \partial_i = \|\gamma_i \underline{h}^{(k)} + \underline{\tilde{n}}_i^{(k)}\|, \quad i = 1, 2, \dots, K \quad (11)$$

### 3.3 频域均衡

设  $\mathbf{r}^{(k)}$  的第  $j$  个码片的频域表示为  $R^{(k)}(j)$ , 有

$$R^{(k)}(j) = H^{(k)}(j)S(j) + \Pi^{(k)}(j) \quad (12)$$

其中,  $H^{(k)}(j), S(j), \Pi^{(k)}(j)$  分别表示第  $k$  个用户的信道矢量  $\underline{h}^{(k)}$ , 发送信号矢量  $\mathbf{s}$ , 第  $k$  个用户的接收机噪声矢量的第  $j$  个码片的频域形式. 由文献[12]知, ZF(迫零)频域均衡的加权值  $W^{(k)}(j)$  为

$$W^{(k)}(j) = 1/H^{(k)}(j) \quad (13)$$

用  $\tilde{H}^{(k)}(j)$  的第  $j$  个码片的频域  $\tilde{H}^{(k)}(j)$  代替  $H^{(k)}(j)$ , 则第  $j$  个码片的均衡加权值  $\tilde{W}^{(k)}(j)$  为

表 1 算法复杂度比较

		Steiner 方法	文献[5]方法	本文方法
复数乘法次数	表达式	$(3P/2) \times \log_2 P + P$	$(3P/2) \times \log_2 P + P$	$P + (3P/2)\log_2 P + KW + 3K$
	取值	1472	1472	1606 ~ 1648
复数加法次数	表达式	$3P\log_2 P$	$3P\log_2 P + \lceil W/2 \rceil$	$3P\log_2 P + KW - 1 + \lceil KW/2 \rceil$
	取值	2688	2692 ~ 2720	2867 ~ 2879

相对 Steiner 和文献[5]方法, 提出方法的复杂度有少许增加. 但提出方法能并行处理(包括: 预处理时的比较; 合并时系数  $\partial_i$  的计算和相应的复数乘法、加法), 可获得处理流水线<sup>[14]</sup>, 减少处理延迟.

## 5 仿真结果

### 5.1 仿真条件

信道模型如表 2 所示<sup>[15]</sup>, case1 和 case3 信道模型的最大多普勒频移分别为 5.604Hz 和 222Hz;  $K = 8, W = 16$ , 载率为 2GHz,  $SF = 16$ , 码片速率为 1.28Mchips; 频域均衡采用 ZF(迫零)均衡, 调制方式为 QPSK; 式(6)中的门限信噪比  $r = 1.5$ ; 仿真未编码的用户 1 的平均误码率; 发射功率配置如表 3 所示, 总功率归一化为 1, 即

$$\sum_{k=1}^K (\sqrt{2}\gamma_k)^2 = 1. \text{ 仿真中信噪比的 dB 形式定义为}$$

$$SNR = 10\lg\left(\frac{\sum_{k=1}^K (\sqrt{2}\gamma_k)^2 / \sigma^2}{\sigma^2}\right) = 10\lg(1/\sigma^2) \quad (15)$$

其中,  $\sigma^2$  为用户 1(当前用户)接收机的平均噪声功率. 仿真时的均方误差定义为<sup>[16]</sup>

$$MSE = E(\|\tilde{\underline{h}}^{(k)} - \underline{h}^{(k)}\|^2) / W \quad (16)$$

$\tilde{\underline{h}}^{(k)}$  和  $\underline{h}^{(k)}$  分别为理想和提出方法的信道估计值.

表 2 TD-SCDMA 专用测试信道模型

Case 1, 速度 3km/h		Case 3, 速度 120km/h	
相对时延 [ns]	平均功率 [dB]	相对时延 [ns]	平均功率 [dB]
0	0	0	0
2928	-10	781	-3
		1563	-6
		3125	-9

$$\tilde{W}^{(k)}(j) = 1 / (H^{(k)}(j) \sum_{i=1}^K (\partial_i \gamma_i) + \sum_{i=1}^K (\partial_i \tilde{\Pi}^{(k)}(j))) \quad (14)$$

利用  $\tilde{W}^{(k)}(j)$  对输入码片信息(频域)进行加权.

### 4 算法复杂度

由文献[8]知,  $W = \lfloor P/K \rfloor, \lfloor \cdot \rfloor$  表示向下取整,  $P = 128, K = 2n, n = 1, 2, \dots, 8$ , 计算复杂度的比较如表 1 所示. 其中, 1 次  $P$  点的 FFT(IFFT), 需复数乘法为  $(P/2) \cdot \log_2 P$  次, 复数加法为  $P\log_2 P$  次; 2 次比较等效为 1 次复数加法; 由牛顿迭代法及其查表法<sup>[13]</sup>,  $K$  次开平方运算等效为复数乘法  $2K$  次.

### 5.2 仿真结果

功率配置如表 3 所示, 通过对 10000 个无线帧数据的<sup>[8]</sup>信道冲激响应矢量的 MSE 求平均, 不同 SNR 下的 MSE 仿真图如图 2 和图 3 所示.

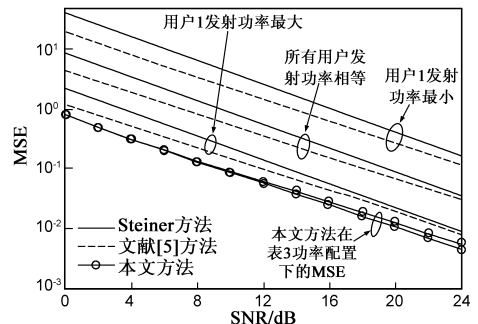


图 2 Case1 信道下用户 1 的 MSE

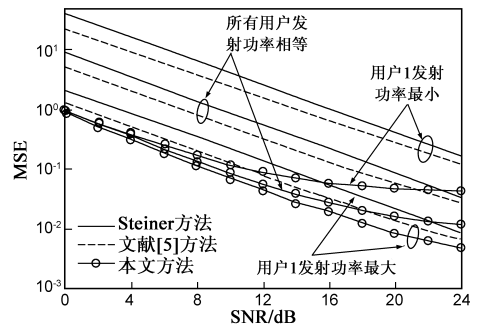


图 3 Case3 信道下用户 1 的 MSE

从图 2 和图 3 可以看到, 在 Case1 室内低速信道环境和 Case3 高速车载信道环境下, 提出方法的 MSE 均小于 Steiner 信道估计器和文献[5]方法的 MSE.

根据表 3 的功率配置, ZF 频域均衡时误码率性能

如图 4 和图 5 所示. 由图 4 和图 5 知, 提出的方法能提高下行误码率性能:

(1) 当用户 1 发射功率为最小时, 若要达到 Steiner 信道估计器在 SNR 为 12dB 处的误码率性能, 文献[5]方法所需 SNR 比 Steiner 方法低 1~2dB, 而提出方法比 Steiner 信道估计器低 6~7dB.

表 3 下行同时隙中各个用户的发射功率(用户 1 为当前用户)

用户	发射功率	用户 1 的发射功率最大	所有用户发射功率相等	用户 1 的发射功率最小
用户 1		1/2	1/8	1/36
用户 2		1/4	1/8	2/36
用户 3		1/8	1/8	3/36
用户 4		1/16	1/8	4/36
用户 5		1/32	1/8	5/36
用户 6		1/64	1/8	6/36
用户 7		1/128	1/8	7/36
用户 8		1/128	1/8	8/36

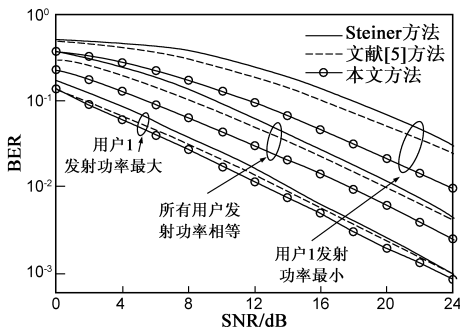


图 4 Case1 信道下用户 1 的误码率

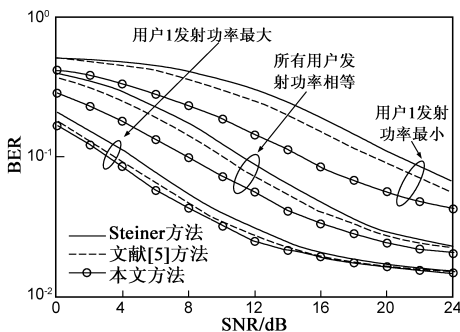


图 5 Case3 信道下用户 1 误码率

(2) 当所有用户发射功率相同时, 若要达到 Steiner 信道估计器在信噪比为 12dB 处的误码率性能, 文献[5]方法所需 SNR 比 Steiner 方法低 1dB 左右, 而本文方法比 Steiner 信道估计器低 3~4dB. 类似地, 当用户 1 发射功率为最大时, 文献[5]方法所需 SNR 比 Steiner 信道估计器低 0.5~1dB, 而提出方法比 Steiner 信道估计器低 1~2dB.

(3) 用户 1 发射功率所占总发射功率的比例继续增大, 性能的提升将继续减小. 当然, 在激活用户为多个

的情况下, 用户 1 所占总发射功率的比例不可能无限制的大, 它必须满足最大、最小发射功率的要求<sup>[17]</sup>, 这也保证了本文的方法在有多个下行激活用户时总是可行的.

## 6 结论

根据 TD-SCDMA 系统下行信道特殊性, 在同一个时隙里, 利用 Steiner 信道估计器多个用户信道估计窗内的相同信道知识, 对下行所有激活用户信道估计窗内的信号进行预处理和加权合并, 提高了 Steiner 信道估计器抗干扰能力. 计算机仿真结果表明, 相对于 Steiner 信道估计器及其现有的改进方法, 提出的方法改善了下行信道估计性能.

## 参考文献:

- [1] B Steiner, P W Baier. Low cost channel estimation in the uplink receiver of cdma mobile radio system[J]. Frequenz, 1993, 47 (11-12): 292-298.
- [2] B Steiner, P Jung. Optimum and suboptimum channel estimator for the uplink of CDMA mobile radio systems with joint detection[J]. European Transactions Telecommunications Related Technologies, 1994, 5(1): 39-50.
- [3] M Haardt, A Klein, R Koehn, S Oestreich, M Purat, V Sommer, T Ulrich. The TD-CDMA based UTRA TDD mode[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2000, 18 (8): 1375-1385.
- [4] Chiani M, Conti A, Fontana C. Improved performance in TD-CDMA mobile radio system by optimizing energy partition in channel estimation[J]. IEEE Transactions on Communication, 2003, 51(3): 352-355.
- [5] 康绍莉, 裴正定, 李世鹤. TD-SCDMA 系统中低代价信道估计方法的改进[J]. 通信学报, 2002, 23(10): 108-113. KANG Shao-li, QIU Zheng-ding, LI Shi-he. Improvement of the low-cost channel estimation method used in TD-SCDMA system[J]. Journal on Communications, 2002, 23(10): 108-113. (in Chinese)
- [6] 常永宇, 黄莉莉, 杨大成. TD-SCDMA 系统中信道估计算法的性能分析及改进[J]. 电子与信息学报, 2005, 27(7): 1110-1113. CHANG Yong-yu, HUANG Li-li, YANG Da-cheng. Performance analysis and improvement of the channel estimation algorithm in the TD-SCDMA system[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2005, 27(7): 1110-1113. (in Chinese)
- [7] A Klein. Data detection algorithm specially designed for the downlink of cdma mobile radio systems[A]. Proceedings of the IEEE 47th Vehicular Technology Conference[C]. IEEE Press, 1997, 203-207.

- [8] 3GPP, TS 25. 221. 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (TDD) (Release 7)[S]. v. 7. 8. 0, 2008.
- [9] Shao-li Kang, Zheng-ding Qiu, Shi-he Li. Comparison of ZF-BLE and MMSE-BLE in TD-SCDMA system[A]. Proceedings of International Conferences on Info-tech and Info-net (ICII) [C]. IEEE Press, 2001. 297 – 302.
- [10] Chen Xing, Wu Weiling. A new frequency offset estimation algorithm for transmissions over frequency selective channels [A]. Proceedings of International Conference on Wireless and Mobile Communications (ICWMC)[C]. IEEE Press, 2006. 67 – 67.
- [11] L W Couch. Digital and Analog Communication Systems [M]. 4th edition, New York; Macmillan, 1993.
- [12] Martoyo L, Weiss T, Capar F, Jondra F K. Low complexity CDMA downlink receiver based on frequency domain equalization[A]. Proceedings of the IEEE 58th Vehicular Technology Conference (VTC 2003-Fall)[C]. IEEE Press, 2003. 987 – 991.
- [13] Liang-Kai Wang, Schulte M J. Decimal floating-point square root using Newton-Raphson iteration[A]. Proceedings of the 16th IEEE International Conference on Application-Specific Systems, Architecture Processors, (ASAP)[C]. IEEE Press, 2005. 309 – 315.
- [14] Vollmer M, Haardt M, Gotze J. Comparative study of joint-detection techniques for TD-CDMA based mobile radio systems [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2001, 19(8): 1461 – 1475.
- [15] 3GPP, TS 25. 142. 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Base Station (BS) conformance testing (TDD) (Release 7)[S]. v. 7. 10. 0, Sep. 2008.

- [16] Edfors O, Sandell M, van de Beek J J, Wilson S K, Borjesson P O. OFDM channel estimation by singular value decomposition[J]. IEEE Transactions on Communication, 1998, 46(7): 931 – 939.
- [17] 3GPP, TS 25. 224. 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Physical layer procedures (TDD) (Release 7)[S]. v. 7. 8. 0, Sep. 2008.

#### 作者简介:



**卿朝进** 男, 1978 年 11 月出生于四川安岳. 2001 年在成都信息工程学院获工学学士学位, 2006 年在电子科技大学获硕士学位. 现为电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室博士研究生, 主要从事无线通信系统中的信号处理等方面的研究工作.

E-mail: qingchj@uestc.edu.cn



**唐友喜** 男, 1964 年 8 月出生于河南潢川. 教授、博士生导师、IEEE 会员. 1985 年在中国人民解放军军械工程学院获工学学士学位, 1993 年和 1997 年分别在电子科技大学获工学硕士和工学博士学位. 现为电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室教授, 主要从事无线通信系统中的信号处理等方面的研究工作.

E-mail: tangyx@uestc.edu.cn



**邵士海** 男, 1980 年 7 月出生于辽宁抚顺. 讲师. 2003 年和 2008 年分别在电子科技大学获工学学士和工学博士学位. 现为电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室讲师, 主要从事无线通信系统中的信号设计和检测技术等方面的研究工作.